corso di RADIOTECNICA

PRIMA EDIZIONE

II° VOLUME

Edizioni RADIO e TELEVISIONE - Milano

corso di RADIOTECNICA

PRIMA EDIZIONE

II° VOLUME

Edizioni RADIO e TELEVISIONE - Milano

corso di
RADIOTECNICA

pubblicazione settimanale - 1 - 8 aprile 1961 - un fascicolo lire 150 **27°** numero

corso di

RADIOTECNICA

settimanale a carattere culturale

Direzione, Amministrazione, Pubblicità:
Via dei Pellegrini 8/4 - Telef. 593.478

MILANO

Ogni fascicolo — contenente 3 lezioni — costa lire 150, acquistato alle edicole.

Se l'edicola risulta sprovvista, o si teme di rimanere privi di qualche numero, si chieda invio settimanale direttamente al proprio domicilio a mezzo abbonamento.

Il versamento per ricevere i 52 fascicoli costituenti l'intero Corso è di lire 6500 + I.G.E. = lire 6630. A mezzo vaglia postale, assegno bancario, o versamento sul conto corr. postale 3/41.203 del « Corso di RADIOTECNICA » - Via dei Pellegrini 8-4 - Milano. In ogni caso, scrivere in modo molto chiaro e completo il proprio indirizzo.

L'abbonamento può essere effettuato in qualsiasi momento; si intende comprensivo delle lezioni pubblicate e dà diritto a ricevere tali lezioni, che saranno inviate con unica spedizione.

Estero: abbonamento al Corso, Lit. 8.500. ($ 15). Numeri singoli Lit. 300 ($ 0,50).

Per i cambi di indirizzo durante lo svolgimento del Corso, unire lire 100, citando sempre il vecchio indirizzo.

Fascicoli singoli arretrati — se disponibili — possono essere ordinati a lire 300 cadauno.

Non si spedisce contrassegno.

Distribuzione alle edicole di tutta Italia: Diffus. Milanese . Via Soperga, 57 - Milano.

Direttore responsabile: Giulio Borgogno.

Autorizzaz. N. 5357 - Tribunale di Milano.

Stampa: Intergrafica S.r.l. - Cologno Monzese.

La Direzione non rivende materiale radio; essa può comunicare, se richiesta, indirizzi di Fabbricanti, Importatori, Grossisti ecc. in grado di fornire il necessario ed ai quali il lettore può rivolgersi direttamente.

Alla corrispondenza con richiesta di informazioni ecc. si prega allegare sempre il **francobollo per la risposta.**

Parte del testo e delle illustrazioni è dovuta alla collaborazione del Bureau of Naval Personnel, nonchè al Dept. of the Army and the Air Force - U.S.A.

A chi può essere utile questo Corso? Anzitutto — stante la sua impostazione — il Corso, basato sull'esposizione in forma a tutti accessibile, della radiotecnica, dai suoi elementi basilari alla evoluzione più recente, rappresenta la forma ideale per tutti coloro che intendono dedicarsi all'elettronica, sia come forma ricreativa sia — soprattutto — per l'acquisizione di una professione specializzata che possa procurare loro una posizione di privilegio in seno alla società odierna.

Anno per anno, la nostra civiltà si indirizza sempre più verso questa meravigliosa, si potrebbe dire fascinosa, elettronica, che nel modo più evidente consente sviluppi impensati, progressi grandiosi e una rapida evoluzione di tutti gli altri rami dello scibile che essa tocca e influenza.

L'industria, tutta l'industria, nel senso più ampio, da quella elettrotecnica a quella meccanica, alla metallurgica, alla chimica ecc., con i suoi laboratori di ricerca e le sue fabbriche richiede, e richiederà sempre più, con un ritmo rapidamente crescente, tecnici specializzati con conoscenza dell'elettronica, tecnici specificatamente elettronici e persino operai e impiegati di ogni ordine e categoria con cognizioni di elettronica.

Si può dire che anche le branche commerciali, quelle dei trasporti e persino quelle amministrative con le recenti introduzioni delle calcolatrici, abbisognano di personale che conosca i principi dell'elettronica, le macchine relative, il loro pieno sfruttamento, la eventuale riparazione ecc. e, quanto più in modo completo, quanto meglio.

Nasce, da una tale situazione, una logica conseguenza: per la scelta di una professione o di un mestiere, per un miglioramento della propria posizione sociale, per l'intrapresa di una libera attività o anche per la sola acquisizione di cognizioni che indubbiamente verranno oltremodo utili, è quanto mai opportuno riflettere se non sia conveniente dedicare un po' di tempo allo studio di questa scienza che ha tra l'altro il pregio di rendersi immediatamente attraente, concreta, accessibile e foriera di moltissime soddisfazioni.

A questo scopo appunto, e con questi intenti, è stato redatto questo Corso.

Non mancano invero altri corsi (specie per corrispondenza) o scuole di radiotecnica, nè mancano (sebbene siano in numero del tutto inadeguato) scuole statali o pareggiate ma la struttura e l'impostazione che caratterizzano queste 156 lezioni sono alquanto particolari, presentando non pochi vantaggi sulle diverse altre forme di cui si è detto.

Anzitutto vogliamo porre in evidenza **il fattore economico.**

Frequentare regolarmente, durante tutto l'anno, una scuola è certo il modo più logico — anche se non il più rapido — per apprendere ma, tralasciando il fatto che rarissimi sono gli Istituti di radiotecnica, è a tutti possibile dedicarsi esclusivamente, e per l'intero anno, allo studio? Noi riteniamo che chi può farlo costituisca oggi assai più l'eccezione che la regola. Ciò significa infatti poter disporre liberamente del proprio tempo senza avere la necessità di un contemporaneo guadagno: il nostro Corso permette a chiunque di studiare a casa propria, nelle ore libere dal lavoro, senza abbandonare o trascurare quest'ultimo. Ciò caratterizza invero anche altri corsi, ma il vantaggio economico diviene notevole ed evidentissimo se si considera che di fronte all'esborso, anche se rateale, di quasi 80.000 lire che i corsi per corrispondenza richiedono, seguendo il nostro Corso la spesa in un anno risulta di poco più di 7500 lire (150 lire alla settimana presso un'edicola) o di 6630 lire totali, con recapito postale, settimanale, delle lezioni a domicilio.

E' superfluo dire che la Modulazione di Frequenza, i transistori, i circuiti stampati, la trasmissione, il telecomando ecc. sono argomenti integrali del Corso e non costituiscono motivo di corsi speciali, aggiunti o particolari.

Le lezioni di questo Corso — a differenza di molte altre — non sono stampate con sistemi di dispensa, a ciclostile, o con sistemi più o meno analoghi, derivanti cioè da un originale battuto a macchina da scrivere; esse sono stampate in uno stabilimento grafico, con chiari caratteri tipografici da cui deriva una assai più agevole lettura e — fattore certamente di non secondaria importanza — un contenuto molto più ampio, corrispondendo una pagina a stampa a tre o quattro pagine di quelle citate. Il lettore avrà, alla fine del Corso, un volume di ben 1248 pagine di grande formato!

Chiunque, indipendentemente dall'età, dalla professione e dalle scuole compiute **può seguire il Corso.** Alle esposizioni teoriche si abbinano numerose, attraenti, istruttive ed utili descrizioni che consentono la realizzazione di ricevitori, amplificatori, strumenti vari e persino di trasmittenti su onde corte.

A questo proposito è sintomatico il fatto che la Direzione non vuole assolutamente assumere la fisionomia di un fornitore o commerciante di materiale radio, rivendendo agli allievi le parti necessarie. Il materiale occorrente l'interessato può acquistarlo dove e come meglio crede e, assai spesso anzi, già ne dispone. Viene così evitato l'acquisto forzoso, caratteristico più o meno di tutti gli altri corsi.

Anche chi è già radiotecnico, anche chi ha seguito o segue altri corsi troverà il massimo tornaconto in questo completo ed aggiornato lavoro. Molte nozioni, è logico, saranno note, altre un po' meno e sarà utile rinfrescarle, e il tutto infine costituirà un manuale di consultazione, prezioso tanto per la teoria esposta quanto per i numerosi schemi, per le tabelle, per i grafici, gli elenchi, i dati, il vocabolario dei termini ecc.

Concludendo, si può affermare che questo **Corso di Radiotecnica** oltre che come insegnamento graduale si presenta come **enciclopedia e rivista assieme** ciò che permette di formare — con modestissima spesa — **il più completo, ricco, utile e pratico volume di radiotecnica di cui sia dato oggigiorno disporre.**

GENERAZIONE di OSCILLAZIONI MODULATE in FREQUENZA

I metodi per ottenere la modulazione di frequenza possono essere suddivisi in metodi diretti e metodi indiretti. Nel primo caso, la variazione di frequenza dell'oscillatore è direttamente proporzionale all'ampiezza del segnale modulante a frequenza acustica: nel secondo caso si ha — invece — una variazione dell'angolo di fase del segnale dell'oscillatore, direttamente proporzionale all'ampiezza del segnale audio, ed è tale variazione di fase che viene successivamente convertitá, come vedremo, in modulazione di frequenza.

Per produrre segnali a modulazione di frequenza sono indispensabili, così come nel caso della modulazione d'ampiezza, due stadi, e precisamente l'oscillatore A.F. ed il modulatore. L'oscillatore può essere costituito da uno dei vari circuiti già noti al lettore, come ad esempio l'oscillatore « Hartley » o « Colpitts ».

Lo stadio modulatore costituisce in pratica un dispositivo di controllo della frequenza dell'oscillatore, normalmente in funzione di un segnale modulante avente una frequenza acustica semplice o complessa.

L'analisi dei sistemi atti a produrre oscillazioni modulate in frequenza, può ridursi pertanto ad una discussione sui diversi circuiti modulatori.

La **figura 1** illustra un semplice oscillatore «Hartley» alimentato in parallelo. La reazione — come sappiamo — è ottenuta riportando nel circuito di griglia parte dell'energia presente nel circuito di placca, mediante una induttanza con presa centrale. Detta reazione consente l'innesco delle oscillazioni alla frequenza naturale di risonanza del circuito, determinata dai valori di capacità e di induttanza in gioco. Tale frequenza di risonanza può essere calcolata mediante la nota formula:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}}$$

Nella quale f_0 è la frequenza di risonanza in Hertz, L è il valore dell'induttanza in Henry, e C è il valore della capacità in farad.

Da questa formula è facile constatare che, ad ogni variazione dell'induttanza o della capacità del circuito, corrisponde una variazione della frequenza di risonanza. Se l'induttanza o la capacità del circuito aumentano, la frequenza di risonanza diminuisce, e viceversa. Una volta assodato che, per ottenere una variazione di frequenza, è necessario variare il valore di L o di C, il passo successivo consiste nell'esaminare quali sono i sistemi mediante i quali un segnale di Bassa Frequenza può esercitare un'azione di controllo sul valore dell'induttanza o della capacità.

MODULAZIONE mediante SISTEMI MECCANICI

Variazione di capacità. Nel circuito della **figura 2**, la capacità di sintonia del normale circuito accordato dell'oscillatore è stata sostituita con un microfono elettrostatico. Le due armature del microfono, di cui una mobile ed una fissa, costituiscono — come sappiamo — una certa capacità. Tale capacità, essendo in parallelo alla induttanza L, forma con essa un circuito risonante che sintonizza l'oscillatore sulla frequenza naturale f_0. Quando le onde sonore pongono in vibrazione la membrana mobile del microfono, questa si avvicina e si allontana più o meno da quella fissa a causa delle variazioni di pressione dell'aria provocate dal suono stesso. Nella lezione dedicata ai microfoni, (pag. 490) abbiamo appreso che, variando la distanza tra le armature di un microfono elettrostatico, varia la capacità che tra esse sussiste.

Mentre la lamina mobile compie una escursione completa alla medesima frequenza del suono, la capacità del microfono varia in modo proporzionale. Tale variazione si ripercuote, istante per istante, sulla frequenza di risonanza dell'oscillatore, la quale — di conseguenza — varia conformemente.

Dal momento che le onde sonore controllano gli spostamenti della membrana, come pure il valore della capacità, è naturale che esse **controllino anche il valore della frequenza di risonanza**. All'uscita dello stadio oscillatore si ottiene perciò un'onda modulata in frequenza, le cui deviazioni dipendono dall'ampiezza delle onde sonore stesse.

L'inconveniente di questo sistema meccanico per ottenere segnali a frequenza modulata, consiste nel fatto che è possibile impiegare esclusivamente microfoni del tipo a condensatore. Questa limitazione non è certamente desiderabile, se si considera che esistono diversi altri tipi di microfoni. In aggiunta, nei trasmettitori, accade sovente di dover installare il microfono ad una notevole distanza dallo stadio oscillatore. In tali condizioni, a causa della notevole capacità in parallelo che verrebbe introdotta dal cavo schermato di collegamento, il sistema illustrato alla figura 2 non potrebbe avere una utilità pratica.

Variazione di induttanza. Sappiamo che l'induttanza di una bobina, provvista di nucleo coassiale e spo-

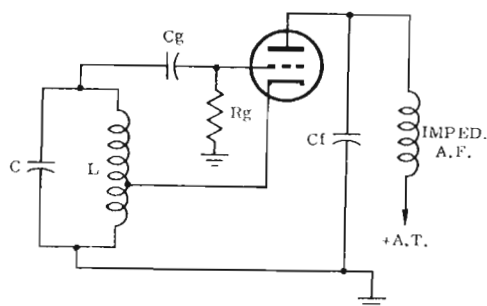



Fig. 1 - Circuito oscillatore «Hartley» con alimentazione in parallelo. La reazione si verifica grazie all'accoppiamento tra i due settori di L. La frequenza varia, variando i valori di L o di C.

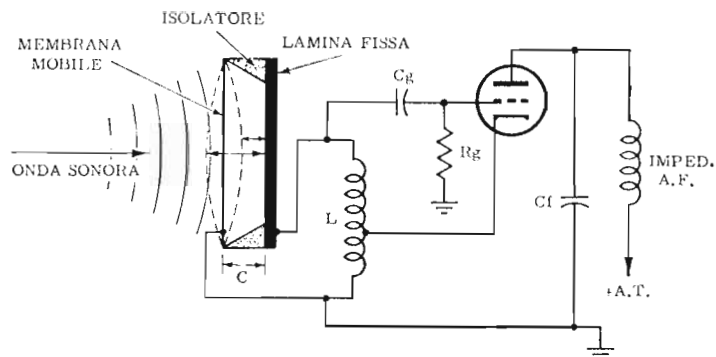



Fig. 2 - Variazione della frequenza di un oscillatore mediante un microfono elettrostatico. Le vibrazioni della membrana variano la capacità, e di conseguenza, la frequenza dell'oscillatore.

stabile longitudinalmente, può essere variata a seconda della posizione del nucleo stesso. Se in un circuito oscillatore « Hartley » si sostituisce la normale bobina con un'altra avente le citate caratteristiche, la relativa frequenza di risonanza può essere variata a seconda della posizione del nucleo rispetto alla bobina.

Mediante l'impiego di un motorino e di un riduttore di velocità ad ingranaggi, è possibile variare la posizione del nucleo all'interno della bobina con un ritmo dipendente dalla velocità del motore e dalle caratteristiche dell'accoppiamento meccanico. Anche in questo caso si ottengono variazioni della frequenza di risonanza. Questo sistema di modulazione meccanica viene adottato per produrre segnali modulati in frequenza in particolari strumenti di misura. Ovviamente, per la sua stessa natura, un dispositivo di questo genere non è in grado di determinare variazioni di frequenza corrispondenti all'intera gamma delle note acustiche. Per tale ragione non viene comunemente impiegato nei trasmettitori F.M.

MODULAZIONE mediante VALVOLA a REATTANZA

Variazione di reattanza. Alla lezione 31ª abbiamo appreso che la reattanza X_c di un condensatore è data da:

$$X_c = \frac{1}{2 \pi f C}$$

Nella quale X_c è la reattanza capacitiva in ohm, f è la frequenza della tensione applicata in hertz, e C è il valore della capacità in farad.

Come è facile notare, se la capacità viene mantenuta ad un valore costante, è possibile variare il valore della reattanza facendo variare la frequenza. Ad un risultato analogo si giunge analizzando la formula che dà la reattanza in una bobina:

$$X_L = 2 \pi f L$$

Nella quale X_L è la reattanza induttiva in ohm, f la frequenza della tensione applicata in Hertz, ed L è l'induttanza in henry.

E' possibile controllare la frequenza di risonanza di un circuito accordato, controllando l'ammontare della reattanza — sia essa capacitiva o induttiva — presente nel circuito. Ciò è ottenibile mediante un circuito denominato *modulatore a reattanza*, il quale si basa sullo sfruttamento della caratteristica di una valvola opportunamente collegata, in modo da modificare la reattanza del circuito sintonizzato dell'oscillatore.

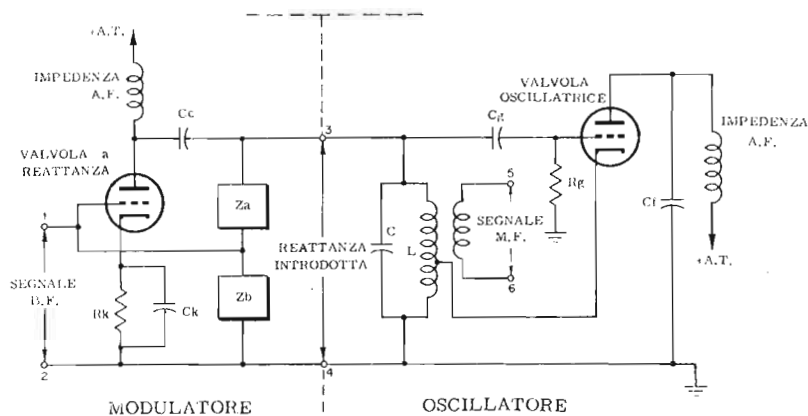
Mediante accorgimenti che tra breve analizzeremo, è possibile fare in modo che una valvola simuli — per così dire — la presenza di un valore capacitivo o induttivo in parallelo al circuito risonante dell'oscillatore. Questo valore simulato aggiunge al circuito stesso un valore reattivo che può dipendere — a sua volta — dall'ampiezza e dalla frequenza di un segnale a frequenza acustica.

Il funzionamento di un simile modulatore dipende strettamente da diverse caratteristiche delle valvole. Ci riferiamo alla transconduttanza, al fattore di amplificazione ed alla resistenza interna. Il lettore ricorderà certamente ciò che costituisce l'argomento della lezione 46ª, nella quale tali caratteristiche sono state ampiamente trattate parlando del triodo. Esse vengono sfruttate nella valvola modulatrice a reattanza, in modo che la reattanza presente ai capi del modulatore risulti linearmente proporzionale all'ampiezza del segnale audio applicato al modulatore stesso. Suggeriamo di rivedere attentamente la lezione citata prima di proseguire nello studio di questo argomento.

Il modulatore a reattanza consegue il risultato di ottenere una modulazione diretta della frequenza del segnale dell'oscillatore, in funzione di un segnale audio applicato al modulatore stesso, convertendo le variazioni di ampiezza del segnale audio in corrispondenti variazioni di reattanza, che influiscono sulle condizioni di funzionamento del circuito oscillante. Con questa reattanza variabile aggiuntiva — infatti — si varia in frequenza il segnale del circuito oscillatore.

Circuito di principio. La **figura 3** illustra lo schema di principio di un modulatore con valvola a reattanza, e quello di un oscillatore. Il segnale modulante viene introdotto tra i punti 1 e 2, ossia tra griglia e massa della valvola modulatrice. In seguito al processo di amplificazione, detto segnale controlla la corrente anodica della valvola, la quale scorre attraverso una impedenza di carico costituita da Z_a e Z_b in serie tra loro, applicate ai capi del circuito oscillante, e precisamente tra i punti 3 e 4.

Quando la corrente anodica della valvola modulatrice varia per effetto del segnale audio, varia anche la reat-

Fig. 3 - Principio del modulatore con valvola a reattanza. Le variazioni di corrente anodica della valvola a reattanza, dovute al segnale modulante, provocano variazioni di reattanza nell'impedenza di carico anodico, la quale si trova in parallelo al circuito risonante dell'oscillatore. In tal modo varia, conformemente, la frequenza delle oscillazioni prodotte.

tanza del carico anodico, e — di conseguenza — varia anche la frequenza di funzionamento dell'oscillatore A.F.

Il segnale modulato in frequenza così ottenuto viene inviato — attraverso un accoppiamento induttivo — ad altri, ulteriori stadi, per la necessaria amplificazione ed irradiazione. Come si nota osservando la figura, il segnale di uscita è disponibile tra i punti 5 e 6.

In assenza di segnale sulla griglia della valvola a reattanza (modulatrice), la relativa corrente anodica ha un'intensità talmente limitata da non influire — se non in modo trascurabile — sul carico anodico. La tensione a radiofrequenza presente ai capi del circuito oscillante è presente anche ai capi del carico anodico della valvola modulatrice. I valori componenti questo carico, Z_a e Z_b presentano, nei confronti della citata tensione a radiofrequenza, una reattanza che può simulare l'azione o di una capacità, o di una induttanza. In pratica, è come se si collegasse un condensatore o una bobina in parallelo al circuito risonante, col risultato che o la capacità o l'induttanza totale subiscono una variazione.

La frequenza di funzionamento dipende pertanto non solo dal valore di L e di C, ma anche da quello di Z_a e Z_b. Dal momento che la frequenza di funzionamento è quella che sussiste in assenza di modulazione, essa deve anche corrispondere alla frequenza centrale del segnale a frequenza modulata.

Quando il segnale modulante viene applicato tra i punti 1 e 2 , non è presente soltanto tra griglia e massa della valvola, bensì anche ai capi di Z_b nel circuito di placca. L'effetto combinato di queste due azioni si traduce in variazione di reattanza di Z_a e Z_b, conformemente alla modulazione audio.

Se seguiamo lo schema del circuito oscillante verso i terminali 3 e 4, notiamo la presenza di una impedenza totale costituita da Z_a e Z_b, nonchè dalla reattanza della valvola. Per una data ampiezza del segnale a frequenza acustica, è possibile conoscere l'ampiezza della corrente anodica in funzione della transconduttanza della valvalori g_m, infatti:

$$g_m = \Delta i_b : \Delta e_c \quad \text{da cui:} \quad \Delta i_b = g_m \times \Delta e_c$$

nelle quali i_b è la corrente anodica istantanea, e_c è la tensione istantanea di griglia.

La corrente anodica che circola nella resistenza di carico di placca risulta eguale a:

$$i_b = g_m \times e_c$$

Il carico anodico è in questo caso costituito da Z_a e Z_b, cioè da Z_{ab}. Nei circuiti di questo tipo — infatti — la resistenza interna della valvola è talmente elevata rispetto a Z_{ab}, che può essere ignorata nel computo del valore del carico anodico.

Se definiamo con E_{ab} la tensione presente ai capi di detto carico anodico (Z_{ab}), per la legge di Ohm risulta:

$$Z_{ab} = E_{ab} : i_b$$

Sostituendo ad i_b il valore precedentemente calcolato:

$$Z_{ab} = E_{ab} : (g_m \times e_c)$$

Da questa formula si vede che la transconduttanza della valvola ha un effetto inverso sull'impedenza Z_{ab} presente ai capi del circuito oscillante.

Rimane ora da stabilire la natura delle componenti costituenti la tensione e_c per seguire tutti i fattori che intervengono nella determinazione dell'impedenza del modulatore.

L'esame della figura 3 mostra come la tensione di ingresso e_c sia applicata alla impedenza Z_b facente parte del carico anodico della valvola di reattanza. Se la tensione totale che si manifesta ai capi di Z_{ab} è E_{ab}, anche la tensione e_c deve essere riferita ad E_{ab}, come Z_b è riferita a Z_{ab}. Ciò può essere espresso con la formula:

$$e_c : E_{ab} = Z_b : (Z_a + Z_b)$$

La quale, risolta rispetto ad e_c dà:

$$e_c = E_{ab} \times \frac{Z_b}{Z_a + Z_b}$$

Il valore trovato di e_c può essere ora sostituito nella formula che esprime il valore dell'impedenza totale:

$$Z_{ab} = E_{ab} : (g_m \times e_c)$$

$$\text{da cui:} \quad Z_{ab} = \frac{E_{ab}}{g_m \times E_{ab} \times \dfrac{Z_b}{Z_a + Z_b}}$$

Eliminando al numeratore ed la denominatore della frazione i termini identici E_{ab}, si ottiene la seguente semplificazione:

$$Z_{ab} = \frac{1}{g_m} \times \frac{Z_a + Z_b}{Z_b}$$

Quest'ultima espressione fornisce il valore dell'im-

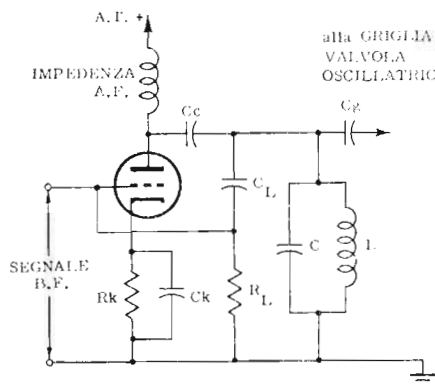



Fig. 4 - Modulatore a reattanza. Il carico anodico è costituito da C_L ed R_L, in serie tra loro, ed in parallelo al circuito oscillante. La reattanza offerta è capacitiva.

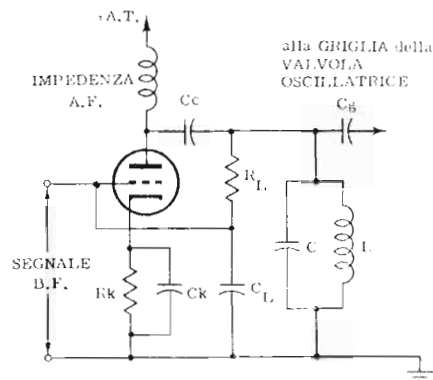



Fig. 5 - Circuito analogo a quello di fig. 4, con la differenza che C_L ed R_L sono invertiti di posizione. La reattanza offerta è induttiva.

pedenza tra i punti 3 e 4, espressa in funzione della transconduttanza della valvola di reattanza, nonchè il valore di impedenza dell'assieme Z_a e Z_b.

Tale equazione, relativa all'impedenza tra i punti 3 e 4, esprime matematicamente il principio di funzionamento del modulatore a reattanza. Col termine Z_{ab} si intende il valore dell'impedenza totale presente ai capi del circuito oscillante, dovuta al modulatore a reattanza. Z_a e Z_b rappresentano invece il valore dei componenti che formano il carico anodico.

Esse possono essere costituite da componenti resistivi, induttivi e capacitivi, variamente disposti, e comunque di valore fisso. L'unico mezzo per far variare il valore di Z_{ab} consiste nella variazione della conduttanza della valvola di reattanza, cosa che si verifica quando il segnale modulante di Bassa Frequenza è applicato alla entrata del modulatore.

Reattanza presentata dal modulatore. La formula che esprime il valore dell'impedenza totale ci dice che tale impedenza risulta costituita da due parti. La prima è il reciproco della transconduttanza, e cioè una componente resistiva. La seconda parte contiene a sua volta due termini: Z_a e Z_b. Se uno qualsiasi di questi due ultimi valori diventa reattivo, la seconda parte dell'espressione $1 : g_m$ volte $Z_a : Z_b$ rappresenta una reattanza. Questa componente reattiva non è che la reattanza introdotta dal modulatore nel circuito accordato dell'oscillatore.

Supponiamo che uno dei due elementi, e precisamente Z_a, sia una capacità fissa avente la reattanza X_c alla frequenza f. Se Z_b è una resistenza di valore R, la reattanza presentata dal modulatore risulta essere:

$$X_i = (1 : g_m)\ (X_c : R)$$

La **figura 4** illustra il circuito di un modulatore a reattanza, nel quale il carico anodico è costituito da C_L ed R_L. In assenza di segnale audio, questa rete costituisce una certa reattanza costante, presente in parallelo al circuito sintonizzato dell'oscillatore, le cui caratteristiche stabiliscono il valore della frequenza portante. In presenza di segnale modulante — invece — la reattanza del modulatore (e quindi la frequenza dello oscillatore) dipende dall'ampiezza del segnale di Bassa Frequenza entrante in griglia.

Funzionamento in assenza di modulazione. In assenza del segnale di Bassa Frequenza modulante, il solo segnale applicato al circuito del modulatore è costituito dalla oscillazione ad Alta Frequenza presente sul circuito oscillante di griglia della valvola oscillatrice. Questa tensione si trova applicata al carico anodico del modulatore, ossia ai capi di C_L ed R_L. La reattanza di C_L è scelta per un valore molto alto rispetto alla resistenza di R_L, e quindi è la reattanza **capacitiva** X_c che determina l'ammontare della corrente. Quest'ultima risulta essere in anticipo di circa 90° rispetto alla tensione applicata: inoltre, passando attraverso R_L, determina una caduta di tensione essa pure sfasata di 90° rispetto alla tensione fornita dall'oscillatore. In effetti, la tensione presente ai capi della resistenza è in fase con la corrente che la percorre: si noti, a buon conto, che la tensione ai capi di R_L è applicata tra la griglia e massa della valvola di reattanza.

Questa tensione ad Alta Frequenza presente sulla griglia della valvola a reattanza, determina una variazione corrispondente della corrente anodica relativa. Ogni variazione viene trasferita al circuito oscillante tramite l'accoppiamento del condensatore C_c. Tuttavia, la corrente che circola nel circuito oscillante è in fase con la tensione a radiofrequenza — in quanto il circuito in oggetto funziona in condizioni di risonanza — mentre questa corrente addizionale fornita dalla *stessa* tensione è in anticipo di 90° sulla tensione. La corrente addizionale, erogata dalla valvola di reattanza, produce lo stesso effetto della corrente fornita *da un condensatore.*

Il valore di reattanza del modulatore in tali condizioni di lavoro può essere calcolato in base alla formula:

$$X_i = \frac{1}{g_m} \times \frac{X_{CL}}{R_L}$$

Nella quale X_i è la reattanza iniettata, g_m è la transconduttanza della valvola di reattanza, X_{CL} è la reattanza capacitiva, ed R_L è la resistenza.

Nell'analisi del comportamento dei componenti del carico anodico, abbiamo appreso che la reattanza X_i presentata dal modulatore in assenza di segnale, è di natura capacitiva. Possiamo quindi risalire al valore della capacità, sapendo che:

$$X_C = \frac{1}{2\pi f C}$$

Dal momento che ciò è rigorosamente vero, possiamo

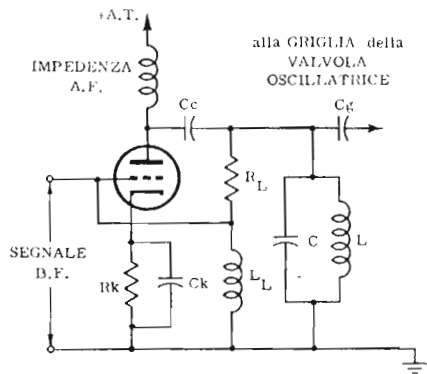



Fig. 6 - Con questa disposizione di R_L e di L_L nel carico anodico, si ottiene ancora una volta una reattanza di tipo capacitivo, che varia la frequenza prodotta.

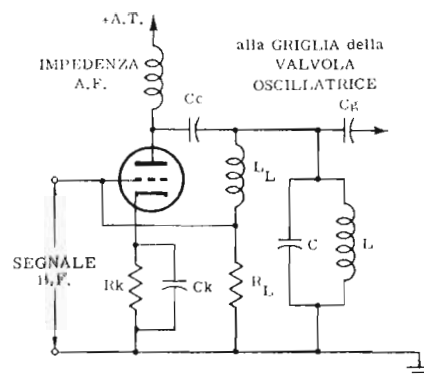



Fig. 7 - Anche in questo caso, invertendo le posizioni di R_L e di L_L, la reattanza offerta diventa di tipo induttivo.

scrivere espressioni analoghe che esprimono la reattanza di C_L e di C_i, ossia:

$$X_C = \frac{1}{2\pi f C_L} \quad \text{ed} \quad X_i = \frac{1}{2\pi f C_i}$$

Sostituendo queste espressioni ai relativi valori nella formula della reattanza iniettata, avremo che:

$$\frac{1}{2\pi f C_i} = \frac{\frac{1}{2\pi f C_L}}{R} \times \frac{1}{g_m}$$

Semplificando, si ottiene il valore della capacità aggiunta C_i, la quale risulta essere:

$$C_i = g_m \times R_L \times C_L$$

L'effetto del modulatore a reattanza, realizzato come nell'esempio citato, in assenza di segnale audio, è analogo a quello di un ipotetico condensatore di capacità C_i aggiunto in parallelo alla preesistente capacità del circuito sintonizzato. Le due capacità si sommano, e — di conseguenza — abbassano la frequenza di risonanza del circuito stesso di un certo ammontare. La nuova frequenza di risonanza diventa perciò quella centrale dell'onda modulata in frequenza.

Effetto del segnale audio - L'applicazione di un segnale B.F. modulante, di una data frequenza, alla griglia della valvola a reattanza, determina la presenza di due tensioni di segnale sulla griglia: il segnale stesso a Bassa Frequenza, ed il segnale ad Alta Frequenza. Quest'ultimo provoca il flusso della corrente anodica reattiva della valvola, ed il segnale modulante ne modifica l'intensità, conformemente alla sua ampiezza. Questa variazione di reattanza, sempre seguendo l'esempio riportato in figura 4, equivale all'aggiunta di una capacità variabile al circuito accordato, la quale lo dissintonizza in conformità. La tensione uscente dall'oscillatore risulta pertanto modificata in frequenza.

L'effetto del segnale audio può essere espresso mediante la formula relativa alla capacità aggiunta, ove:

$$C_i = g_m \times C_L$$

Le variazioni della tensione audio sulla griglia del modulatore hanno, infatti, il medesimo effetto sulla corrente anodica a radiofrequenza, di una variazione della transconduttanza della valvola. La variazione di transconduttanza della valvola — come si vede dall'ultima formula citata — comporta una variazione di capacità, e quindi una variazione di frequenza del segnale generato dall'oscillatore, il quale risulta pertanto modulato in frequenza.

Disposizione circuitale del carico anodico

Lo schema illustrato come esempio nella figura 4 non rappresenta l'unico sistema adatto per aggiungere una reattanza variabile ad un oscillatore. La capacità e la resistenza di carico C_L ed R_L possono, ad esempio, essere scambiate di posizione, in modo che la reattanza introdotta dal modulatore diventi del tipo **induttivo**. Qualsiasi combinazione di resistenza con induttanza, o di resistenza con capacità, ad eccezione di quelle costituite da induttanza e capacità, può essere utilizzata per modulare in frequenza l'uscita di un oscillatore. Complessivamente, sono state riscontrate adatte quattro combinazioni: resistenza ed induttanza, induttanza e resistenza, resistenza e capacità, capacità e resistenza.

E' ovvio, che la formula che esprime il valore della reattanza presentata dal modulatore in funzione di g_m, Z_a e Z_b risulterà variata per ogni singolo caso.

Nella **figura 5** — ad esempio — Z_a è sostituita una resistenza, e Z_b da una capacità. I componenti sono scelti in modo che il valore della resistenza R_L sia molto maggiore della reattanza offerta da C_L. Dato questo rapporto di impedenze, la tensione A.F. applicata al carico anodico, proveniente dal circuito oscillatore, fa sì che la corrente risulti in fase con la tensione A.F. Poichè, come sappiamo, la corrente che attraversa un condensatore è in anticipo di 90° rispetto alla tensione applicata, la tensione presente ai capi di C_L risulterà in ritardo di 90° rispetto alla corrente ed alla tensione applicata. La tensione presente ai capi di C_L è, inoltre, la medesima applicata alla griglia della valvola modulatrice a reattanza, e determina una variazione della corrente anodica, in fase con la stessa tensione che la provoca.

La corrente a radiofrequenza è accoppiata al circuito risonante dell'oscillatore, ed essendo in fase con la tensione di griglia, risulterà in ritardo di 90° rispetto alla corrente che scorre in detto circuito.

Questo ritardo è simile a quello prodotto da una induttanza connessa in parallelo al circuito accordato. Si può quindi dire che il modulatore si comporta — in questo caso — come una reattanza induttiva.

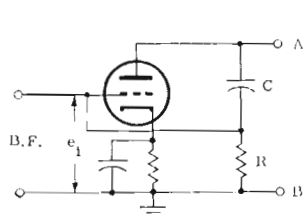
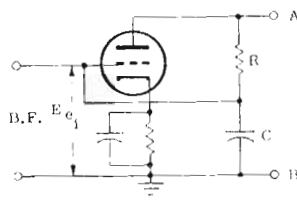
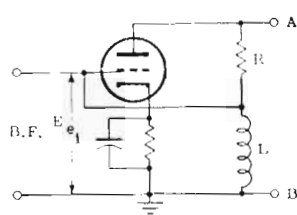
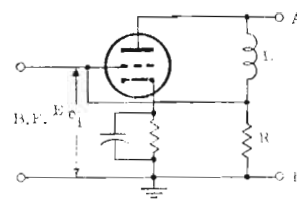



Fig. 8A - Circuito equivalente a quello di figura 4. Il carico anodico consta di C e di R.

Fig. 8B - Circuito analogo a quello di figura 5. Qui i componenti C ed R sono tra loro invertiti.

Fig. 8C - Circuito del modulatore con carico anodico formato da R e da L.

Fig. 8D - Anche qui i due componenti del carico anodico, R ed L, sono stati invertiti.

L'ammontare dell'induttanza simulata, necessaria per determinare la reattanza induttiva aggiunta, viene determinata mediante la formula:

$$L_i = R_L C_L : g_m$$

Sempre sostituendo a Z_a una resistenza di valore ohmico elevato (R_L), è possibile sostituire a Z_b una induttanza di valore basso (vedi figura 6). In tal caso il modulatore introduce una reattanza **capacitiva** nel circuito oscillatore. La tensione dell'oscillatore applicata ai capi del carico anodico della valvola a reattanza, determina il passaggio attraverso il carico stesso di una corrente la cui fase è controllata dalla resistenza di valore elevato R_L. Questa corrente è in fase con la tensione applicata, poichè R_L è grande rispetto ad X_{LL}.

Sappiamo tuttavia che la tensione presente ai capi di qualsiasi induttanza è sempre in anticipo di 90° rispetto alla corrente. Di conseguenza, la tensione presente ai capi dell'induttanza è in anticipo di 90° sia rispetto alla corrente, sia rispetto alla tensione applicata. Dal momento che questa tensione è applicata alla griglia della valvola a reattanza, si ha il passaggio di una corrente anodica a radiofrequenza in fase con la tensione di griglia, ed in anticipo di 90° rispetto alla tensione del circuito oscillante. Se viene accoppiata a detto circuito oscillante, questa corrente agisce come se fosse provocata da un conduttore avente una reattanza capacitiva eguale alla reattanza introdotta.

L'ammontare della capacità può essere così calcolato:

$$C_i = g_m \frac{L_i}{R_L}$$

Se si invertono le posizioni della resistenza e dell'induttanza, come illustrato alla **figura 7**, il dispositivo introduce nel circuito oscillante una reattanza **induttiva,** il cui valore può essere calcolato mediante la **formula:**

$$L_i = \frac{L_L}{g_m \times R_L}$$

I quattro sistemi citati, usati nella realizzazione di modulatori a reattanza, sono raggruppati per maggiore chiarezza nella **figura 8**, unitamente alle formule finali che dànno il valore della capacità e della induttanza introdotte dal modulatore.

Occorre sempre tener presente che il valore della impedenza Z_a deve risultare maggiore di quello della impedenza di Z_b, e che è in questo componente che viene determinata la fase della corrente prodotta dalla tensione del circuito oscillante. L'intensità della corrente reattiva viene poi controllata dall'ampiezza della tensione B.F. modulante, attraverso la valvola a reattanza. In altre parole, Z_a e Z_b controllano la frequenza di funzionamento dell'oscillatore, mentre g_m controlla lo ammontare della variazione di frequenza.

Circuito a quadratura

Il circuito del modulatore a reattanza spesso è denominato circuito **a quadratura** poichè la tensione A.F. presente ai suoi capi d'uscita, risulta spostata di fase, in anticipo o in ritardo, di circa 90° rispetto alla corrente a radiofrequenza del suo circuito di placca. Se la resistenza di placca della valvola di reattanza è trascurabile rispetto all'ampiezza della reattanza aggiunta, l'angolo di fase si avvicina al valore di 90°. Tuttavia, dal momento che si ha sempre tanto una componente resistiva che una componente reattiva, non si ha mai una quadratura perfetta delle tensioni anzidette, cioè uno sfasamento esatto di 90°.

ANALISI di un MODULATORE a REATTANZA

La **figura 9-A** illustra un tipo di modulatore a reattanza usato nei trasmettitori F.M. portatili. Esso introduce nel circuito accordato dell'oscillatore un valore di capacità. Per maggior chiarezza, nella sezione **B** della medesima figura riportiamo il circuito equivalente.

Il circuito sintonizzato di placca dell'oscillatore A.F. principale è costituito da L_1 - C_1, nonchè dalla capacità interelettrodica presente tra la griglia ed il filamento della valvola modulatrice a reattanza, rappresentata da C_{gf}. Questa capacità risulta essere praticamente in serie ad R_{75}, ed in parallelo ad L_2, con le quali costituisce una rete di sfasamento. Poichè L_2 è accoppiata ad L_1, la tensione ad Alta Frequenza presente ai suoi capi è sfasata di 180° rispetto alla tensione dell'oscillatore presente ai capi del circuito sintonizzato. La resistenza R_{75} è scelta di valore alto rispetto alla reattanza C_{gf}, e la corrente attraverso C_{gf} risulta in fase con la tensione indotta, prodotta da L_2. Tuttavia, la tensione presente ai capi di C_{gf} — applicata alla griglia della valvola a reattanza — risulta in ritardo di 90° rispetto alla cor-

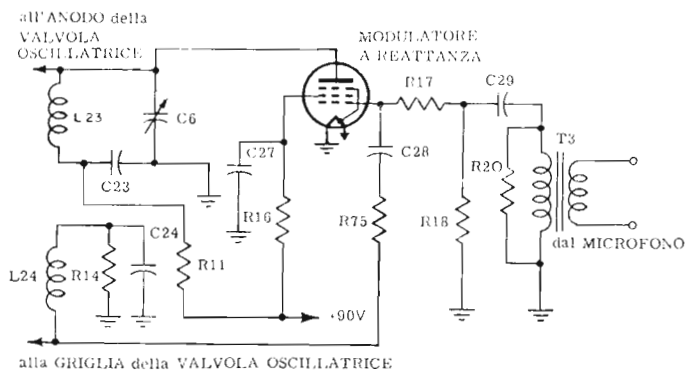



Fig. 9A - Circuito tipico di un modulatore a reattanza, adottato nei trasmettitori portatili per F.M. La variazione di reattanza è capacitiva.

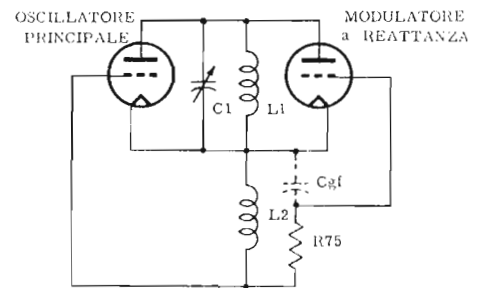



Fig. 9B - Circuito equivalente del modulatore a reattanza illustrato in figura 9A. La capacità C_{gf} si trova in parallelo al circuito L1 - C1.

rente che attraversa il condensatore medesimo.

Poichè la tensione di griglia è in fase con la corrente anodica, essa risulta in ritardo rispetto alla tensione ed alla corrente oscillatorie di 180 + 90°, ossia di 270° Ciò equivale a dire che la corrente anodica della valvola è in anticipo di 90° rispetto alla corrente che scorre nel circuito accordato dell'oscillatore. Il risultato di questo sfasamento è pari a quello ottenibile aggiungendo una capacità in parallelo al circuito L_1 - C_1.

Il condensatore C_{28} blocca la tensione continua di polarizzazione della griglia dell'oscillatore, e le impedisce di raggiungere la griglia della modulatrice a reattanza. R_{17} ha una funzione simile a quella di una impedenza per Alta Frequenza: essa impedisce al circuito microfonico a bassa impedenza di cortocircuitare il segnale ad Alta Frequenza presente ai capi della capacità C_{gf}.

MODULAZIONE a VARIAZIONE di PERMEABILITA'

Per l'uso nei piccoli trasmettitori portatili, nei quali il risparmio di una valvola significa una maggiore durata delle batterie, è stato ideato un circuito modulatore in frequenza estremamente semplice. Il principio di funzionamento si basa sulla variazione di permeabilità e non implica la necessità di impiego di una valvola modulatrice speciale. In sostanza, si sfrutta la variazione di induttanza manifestantesi in una bobina avvolta su nucleo, nella quale il flusso varia di intensità.

Sappiamo che — variando la permeabilità del nucleo di una bobina — si varia l'induttanza della stessa. Se un nucleo ferromagnetico fa parte di un trasformatore di Bassa Frequenza nel circuito di placca di una valvola amplificatrice, le variazioni della corrente anodica ne alterano la permeabilità. Questo fenomeno viene sfruttato per variare l'induttanza di una parte della bobina che costituisce il circuito di accordo dell'oscillatore, in quanto la bobina che lo costituisce ha una parte delle spire collocate coassialmente col medesimo avvolgimento del trasformatore. In tal modo è possibile ottenere discrete variazioni di frequenza con notevole semplicità. Infatti, qualsiasi variazione di permeabilità del nucleo varia l'induttanza della parte di bobina su di esso collocata, ed essendo quest'ultima in serie alla bobina dell'oscillatore, è logico che l'intera induttanza di quest'ultimo subisca le medesime variazioni.

Lo svantaggio di questo sistema consiste in una notevole distorsione, dovuta al fatto che il nucleo del trasformatore di Bassa Frequenza deve funzionare in condizioni prossime alla saturazione. Un dispositivo analogo viene adottato — come a suo tempo vedremo — nei generatori di segnali a frequenza modulata per la messa a punto di ricevitori televisivi.

METODI INDIRETTI di MODULAZIONE

Tutti i circuiti fino ad ora descritti, atti a modulare in frequenza una portante, consistono in oscillatori comprendenti reattanze variabili, le quali determinano la frequenza istantanea delle oscillazioni. Tali circuiti — tuttavia — sono di per se stessi instabili nei riguardi della frequenza generata.

Sappiamo che, nelle applicazioni in cui si richiede la massima stabilità di frequenza, si usano circuiti oscillatori con controllo a cristallo. Un cristallo di quarzo, come è noto, rappresenta l'equivalente di un circuito risonante caratterizzato da un Q molto elevato. La frequenza di risonanza è determinata dalle caratteristiche meccaniche del cristallo stesso.

Le variazioni di reattanza ottenibili con un modulatore convenzionale a reattanza (a modulazione diretta) hanno un effetto ridotto sulla frequenza di risonanza di un oscillatore a cristallo. L'oscillatore a cristallo rimane, infatti, virtualmente stabile in frequenza, anche se collegato al modulatore. E' invece possibile modulare *in fase* il segnale generato dall'oscillatore a cristallo, dopo di che questo segnale può essere convertito in un segnale modulato in frequenza, avente la medesima stabilità dell'oscillazione generata dal cristallo.

La modulazione di frequenza col sistema indiretto è ottenuta mediante reti correttive che convertono i segnali modulati di fase in segnali modulati in frequenza.

Variazione di fase

Il segnale può essere variato di fase introducendolo in un circuito contenente resistenza e reattanza. Quando una tensione alternata è applicata — ad esempio — ad un condensatore e ad una resistenza in serie tra loro, si ha — come è noto — una corrente in anticipo rispetto alla tensione applicata, di un angolo che è funzione del rapporto tra il valore resistivo e la reattanza capacitiva. Questa corrente determina una caduta di tensione ai capi della resistenza, in fase con la corrente mede-

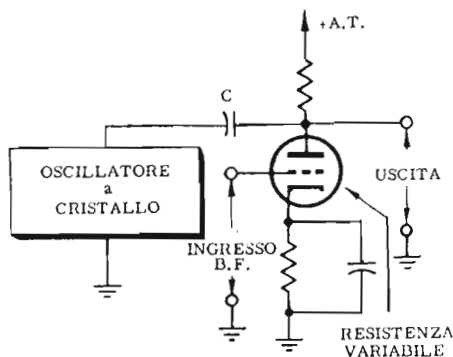



Fig. 10 - Circuito tipico di un modulatore di fase, adatto alla stabilizzazione con cristallo.

Fig. 11 - Circuito di un modulatore a modulazione indiretta. L'induttanza L e la capacità C costituiscono il circuito di sfasamento.

sima, quindi in anticipo rispetto alla tensione applicata. Se si considera la combinazione *RC* in serie, come circuito d'ingresso, e si preleva la tensione d'uscita ai capi della resistenza, si ha uno sfasamento ben definito.

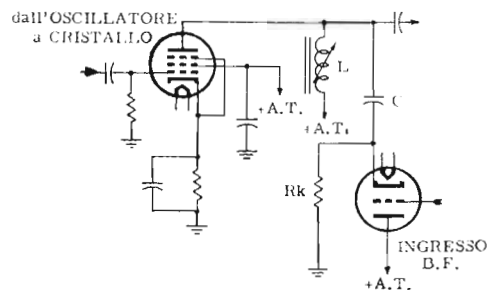
Se, attraverso questa rete di sfasamento, si fa passare il segnale a frequenza fissa dell'oscillatore a cristallo, è possibile ricavare all'uscita il medesimo segnale sfasato di un certo angolo. Se il valore della resistenza può essere variato, l'angolo di sfasamento della tensione di uscita varia corrispondentemente.

Si può fare in modo di variare la resistenza — e quindi lo sfasamento — per mezzo del segnale di B.F. modulante. Si ottiene, in tal modo, la modulazione di fase del segnale dell'oscillatore a cristallo. Da questo tipo di modulazione è poi possibile passare alla modulazione di frequenza conservando — ripetiamo — la stessa stabilità di frequenza dell'oscillatore iniziale.

Da variazione di fase a variazione di frequenza

La **figura 10** illustra il circuito tipico di un modulatore di fase. In esso, la resistenza di cui si è detto è rappresentata dalla resistenza variabile di placca di una valvola amplificatrice. La resistenza interna di tale valvola varia, infatti, in funzione del segnale applicato alla griglia della valvola stessa: ciò consente di modulare di fase il segnale A.F. In particolare, con l'aumentare dell'ampiezza del segnale a frequenza acustica, la resistenza interna diminuisce, mentre l'angolo di fase del segnale uscente aumenta, e viceversa. Se la variazione di fase del segnale uscente è troppo ampia, si verifica anche una variazione contemporanea di ampiezza, e si ha quindi una certa distorsione del segnale. In altri termini, il modulatore a sfasamento consente di ottenere una variazione di fase (senza distorsione) limitata. In genere non si supera lo sfasamento di 25° rispetto al segnale A.F. applicato all'ingresso.

Sfasamento con impedenza costante

Poichè la resistenza della valvola modulatrice varia, l'ampiezza e la fase della tensione anodica varieranno di conseguenza. L'intera impedenza di entrata della rete sfasatrice varia, provocando un'alterazione dell'impedenza del segnale uscente. Questo inconveniente può essere eliminato impiegando una rete di sfasamento ad *impedenza costante*.

La **figura 11** illustra appunto un modulatore di questo tipo. Il circuito sfasatore è, questa volta, costituito da *L* e *C*. Si fa uso di una induttanza anzichè di una semplice resistenza, poichè la reattanza induttiva consente di compensare, alle diverse frequenze acustiche, la variazione di reattanza del condensatore. In tal modo si assicura sia la costanza del segnale modulato d'uscita, sia quella della impedenza di ingresso della rete. Il segnale a B.F. modulante è iniettato nella rete ad impedenza costante tramite la resistenza di catodo R_k.

Correzione del segnale di Bassa Frequenza

La deviazione equivalente di frequenza ottenuta con i modulatori di fase è proporzionale *alla frequenza* del segnale B.F. modulante. Questo effetto è indesiderabile nei sistemi a modulazione indiretta, in quanto la deviazione di frequenza deve dipendere soltanto *dall'ampiezza* del segnale B.F. Per convertire i segnali modulati di fase in altri corrispondenti modulati in frequenza. è necessario far passare i segnali di B.F. attraverso una semplice rete *RC* che li sfasa di 90°.

La tensione d'uscita modulata in frequenza viene poi prelevata ai capi del circuito sfasatore *RC*. Se si fa in modo che il valore della resistenza del circuito *RC* sia molto più alta della reattanza del condensatore alla Bassa Frequenza, l'intensità della corrente che la attraversa risulta praticamente determinata dal valore di *R*. La corrente si mantiene quindi relativamente costante al variare della frequenza, e ciò perchè la resistenza è costante.

La reattanza del condensatore varia sì al variare della frequenza; tuttavia, dal momento che — come abbiamo detto — il suo valore è percentualmente piccolo, anche il suo effetto sulla variazione di ampiezza della corrente sarà ridotto. La tensione presente ai capi del condensatore è pertanto eguale al prodotto tra la corrente relativamente costante, e la reattanza variabile del condensatore. Poichè la reattanza capacitiva è inversamente proporzionale alla frequenza, mentre la resistenza è fissa, la tensione d'uscita risulta proporzionale alla sola reattanza. Essa è quindi inversamente proporzionale alla frequenza, come desiderato. Questo circuito *RC* è detto *correttore audio*, poichè consente di variare il responso del modulatore di fase, in modo da determinare direttamente una modulazione di fase, e — indirettamente — una modulazione di frequenza.

ESAME di un RICEVITORE per F.M. e TARATURA

Gli strumenti necessari per una messa a punto razionale di una supereterodina per F.M. differiscono molto da quelli previsti per tarare i ricevitori per A.M. Ciò nonostante, con questi ultimi strumenti, è possibile una discreta taratura. Non descriveremo la costruzione di un Oscillatore speciale per la taratura F.M. perchè di realizzazione troppo difficile e, del pari, rimandiamo la descrizione dell'oscillografo (altro strumento per la taratura razionale): per questo esporremo la tecnica dell'allineamento in senso generale, senza riferimento cioè ad alcun modello di ricevitore in particolare. Per l'esame del ricevitore in questione è utile, anzitutto, una comparazione (**figura 1**) con un ricevitore per A.M.

FUNZIONE dei DIVERSI CIRCUITI

Sezione A.F. — Lo stadio amplificatore ad Alta Frequenza deve essere collegato ad un'antenna che dia un guadagno elevato nella gamma di frequenze da ricevere. A differenza delle comuni antenne usate per la ricezione delle trasmissioni a modulazione di ampiezza, effettuate su frequenze relativamente basse, nel caso dei ricevitori F.M. (operanti nella gamma compresa tra 87 e 100 MHz) occorre fare uso di antenne risonanti di lunghezza pari pressochè alla metà della lunghezza di onda dei segnali ricevuti. Nelle antenne così calcolate (dette **dipoli**) si formano delle onde stazionarie che permettono — attraverso un opportuno adattamento di impedenza, tra antenna e ricevitore — di sfruttare al massimo quella parte del campo elettromagnetico generato dal trasmettitore, che è disponibile nel punto in cui si trova il ricevitore.

Poichè i segnali da ricevere sono compresi in una gamma di frequenze piuttosto larga, occorre predisporre la lunghezza dell'antenna in modo da ricevere con un massimo di intensità la frequenza corrispondente al centro della gamma stessa, accontentandosi di un responso un po' minore agli estremi. Tale diminuzione di rendimento può essere resa assai piccola attuando opportuni accorgimenti, come meglio vedremo a suo tempo nella lezione dedicata alle antenne.

Si definisce frequenza centrale di una banda di frequenze, la frequenza data dalla radice quadrata del prodotto delle due frequenze estreme. A titolo di anticipazione, diciamo che l'antenna più semplice per la ricezione dei segnali a frequenze elevate, quali quelli modulati in frequenza, è costituita da un dipolo a mezza onda la cui lunghezza è calcolata con la formula:

$$l = 142 : f_m$$

nella quale l è la lunghezza dell'antenna in metri ed f_m è la frequenza centrale, scelta come abbiamo detto. La **figura 2** ne illustra l'aspetto.

Nel computo della frequenza centrale, le frequenze estreme saranno ovviamente — in questo caso — 87 e 100 MHz. Un'antenna a dipolo di questo tipo presenta un'impedenza nel punto centrale di alimentazione di circa 72 ohm. Il concetto in base al quale questo valore è stato stabilito è — in realtà — abbastanza complesso. Tuttavia, dal momento che alle antenne ed alle loro caratteristiche dedicheremo — ripetiamo — un'intera lezione, ci basti per ora sapere che un dipolo a mezza onda presenta una certa impedenza in ogni punto della sua lunghezza, come illustrato alla **figura 3**.

Il valore dell'impedenza in ogni punto è determinato dai valori di tensione e di corrente ivi esistenti. Come si nota osservando la figura, il punto di minima impedenza corrisponde a quello centrale, nel quale la corrente assume appunto il massimo valore. Allontanandosi dal centro, il valore dell'impedenza aumenta uniformemente in modo simmetrico ai due lati, fino a raggiungere un valore di circa 2500 ohm alle estremità.

Il lettore ricorderà certamente il noto principio secondo il quale, per ottenere il massimo trasferimento di energia, il valore della resistenza del carico deve essere il più possibile prossimo a quello della resistenza interna della sorgente. Nel nostro caso specifico, per non introdurre attenuazioni apprezzabili del segnale ricevuto, a causa di disadattamenti, si potrà usare — ad esempio — un cavo coassiale schermato avente una impedenza caratteristica di 75 ohm. La tensione trasferita dall'antenna al ricevitore mediante la linea di discesa viene poi utilizzata con l'impiego di un trasformatore accordato di antenna, il cui compito è, sia di aumentare la tensione del segnale, sia di separare il segnale desiderato da quelli dei canali adiacenti.

La funzione dello stadio amplificatore A.F. è, nel ricevitore per F.M., in tutto simile a quella dello stadio similare eventualmente presente nella supereterodina A.M. Il guadagno in tensione dello stadio non supera in genere un valore di 10 volte, e ciò a causa della curva di responso necessaria, che non è così acuta come in A.M. Esso deve permettere al segnale proveniente dal circuito d'antenna di raggiungere un livello tale da non essere interferito dal rumore prodotto internamente agli stadi del ricevitore (in particolar modo dal soffio

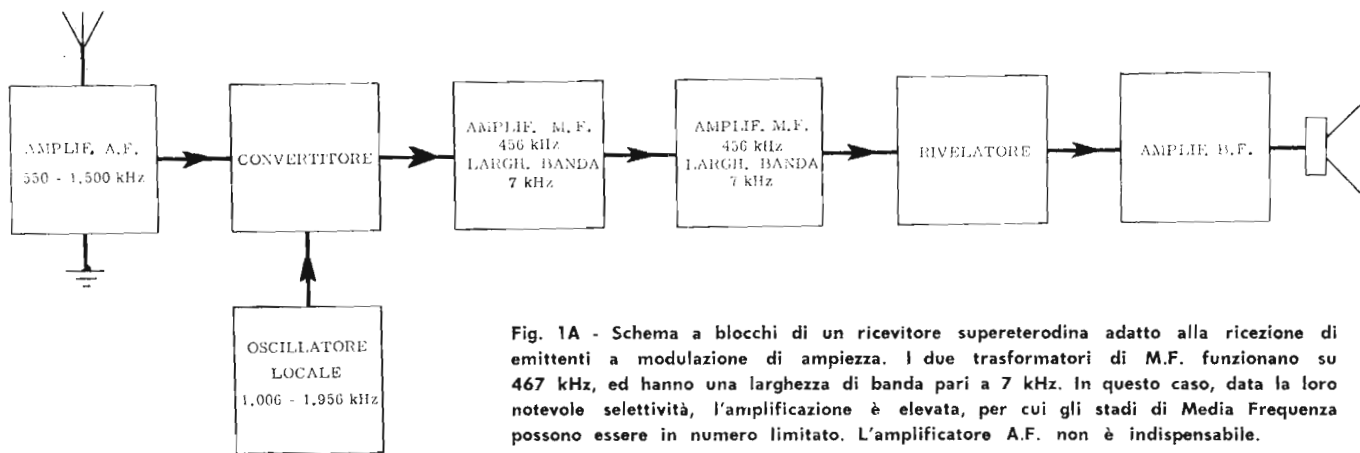



Fig. 1A - Schema a blocchi di un ricevitore supereterodina adatto alla ricezione di emittenti a modulazione di ampiezza. I due trasformatori di M.F. funzionano su 467 kHz, ed hanno una larghezza di banda pari a 7 kHz. In questo caso, data la loro notevole selettività, l'amplificazione è elevata, per cui gli stadi di Media Frequenza possono essere in numero limitato. L'amplificatore A.F. non è indispensabile.

caratteristico del convertitore). Oltre ad un miglioramento del rapporto segnale/disturbo, lo stadio amplificatore ad A.F. consente anche qui una maggiore attenuazione della frequenza di immagine.

Attualmente, esistono in commercio ricevitori adatti alla ricezione di emittenti sia a modulazione di ampiezza che a modulazione di frequenza. La **figura 4** illustra lo schema di un trasformatore di M.F. adatto a questo tipo di ricevitore; in tale trasformatore i primari ed i secondari sono tra loro in serie. Data la notevole differenza della frequenza di funzionamento, essi non si influenzano reciprocamente, se disposti come in figura: ciascuno di essi lascia passare il segnale che deve circolare nell'altro allorchè questo viene preso in considerazione.

In altre parole, nel funzionamento in modulazione di frequenza, il fatto che in serie sia al primario che al secondario esista un circuito *LC* in parallelo, non porta alcuna conseguenza, in quanto detto circuito *LC* lascia passare indisturbato un segnale la cui frequenza è ben distante dalla sua frequenza di risonanza.

In questi ricevitori è necessario effettuare delle commutazioni anche negli stadi accordati dell'amplificatore A.F., data la molteplicità delle gamme da ricevere. Sono in genere necessari tre circuiti accordati aggiuntivi per consentire la ricezione delle stazioni F.M., e precisamente: un circuito accordato per l'antenna e lo stadio amplificatore A.F., un circuito accordato per lo stadio oscillatore locale, ed uno infine per lo stadio convertitore. La gamma delle frequenze sintonizzabili nella gamma delle stazioni F.M. è notevolmente ampia, estendendosi per ben 13 MHz, (da 87 a 100 MHz) contro i 1000 kHz (500 - 1500 kHz) previsti per la ricezione in A.M. sulle Onde Medie.

Convertitore di frequenza. Il funzionamento dello stadio convertitore nei ricevitori supereterodina per F.M. è assai simile a quello dei circuiti usati per la ricezione di segnali modulati in ampiezza su frequenze inferiori. Naturalmente, il problema principale del convertitore F.M. e quello della stabilità dell'oscillatore ad esso abbinato. Infatti, se — come abbiamo detto — la Media Frequenza ha un valore di 10,7 MHz, ed il battimento a Media Frequenza è ottenuto per differenza, la massima frequenza di lavoro dell'oscillatore deve essere molto elevata, oltre cioè i 100 MHz. Ciò significa che una eventuale instabilità percentuale, anche se molto piccola, comporta uno slittamento in frequenza del battimento a frequenza intermedia assai ampio, e tale da farlo spostare in breve al di fuori della banda passante dell'amplificatore a Media Frequenza. Non potendosi pensare alla stabilizzazione a cristallo di un oscillatore per impieghi commerciali (dato anche il numero relativamente elevato di canali sui quali deve essere possibile la sintonia), occorre servirsi di altri circuiti per il controllo della frequenza. Senza entrare in dettagli tecnici che esulano dalle premesse di questo Corso, accenniamo solamente al fatto che tali circuiti sono costituiti da modulatori a reattanza, pilotati da una tensione continua prelevata da un circuito separato, ma funzionalmente simile a quello del C.A.V. Si tratta in sostanza di misurare l'ampiezza del segnale demodulato, e di variare in conseguenza la frequenza dell'oscillatore quando l'ampiezza del segnale diminuisce. La costante di tempo del circuito rivelatore dell'ampiezza della portante deve essere tale da evitare spostamenti di frequenza dovuti all'affievolimento del segnale. Questo fenomeno è peraltro assai raro alle frequenze elevate che vengono trasmesse — come vedremo a suo tempo — con propagazione rettilinea, ed indipendentemente quindi dalla riflessione da parte della ionosfera. Le correzioni di frequenza non dovranno ripetersi troppo frequentemente nel tempo, anche perchè lo spostamento della frequenza dell'oscillatore locale è un fenomeno lento. Correzioni troppo frequenti nel tempo sarebbero inutili se non dannose, in quanto lo spostamento continuo dell'oscillatore locale intorno al valore della frequenza portante introdurrebbe una modulazione di frequenza parassita, causa di distorsioni.

Come è noto, le variazioni di frequenza in un oscillatore sono dovute a diverse cause, quali la variazione dimensionale delle bobine dovuta alle variazioni di temperatura, le variazioni delle capacità interelettrodiche, ecc. Altro inconveniente, particolarmente sentito nei convertitori funzionanti con frequenze elevate, è — come si è detto — la interazione tra il segnale amplificato dallo stadio A.F. e l'oscillatore. La frequenza di quest'ultimo dista dalla portante del valore corrispondente alla Media Frequenza. Data la prossimità tra loro delle frequenze dei segnali, l'oscillatore tende a sincronizzarsi con la frequenza del segnale d'antenna.

E' quindi necessario usare una valvola oscillatrice

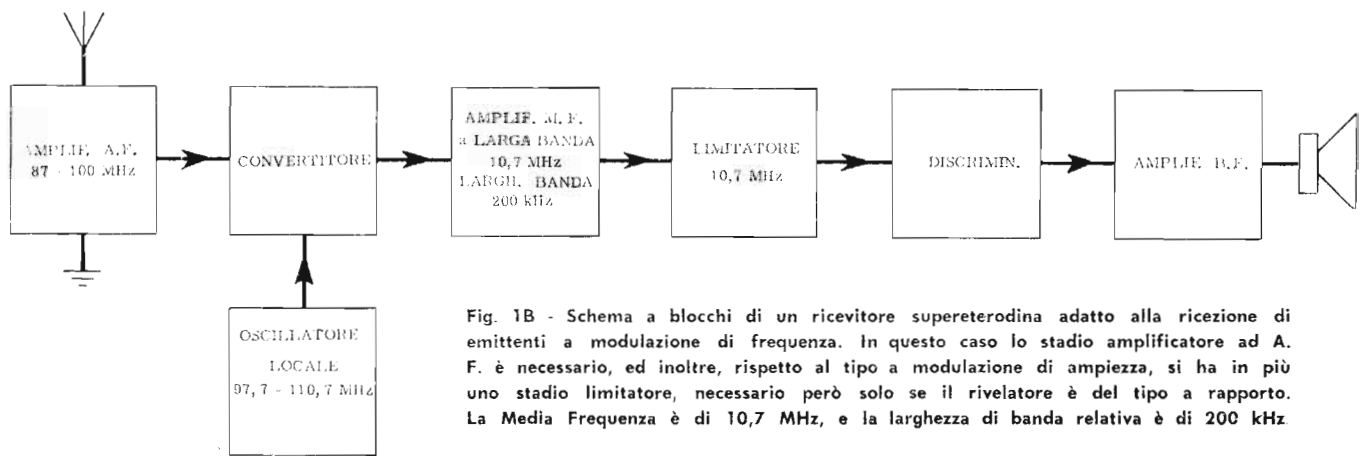



Fig. 1B - Schema a blocchi di un ricevitore supereterodina adatto alla ricezione di emittenti a modulazione di frequenza. In questo caso lo stadio amplificatore ad A. F. è necessario, ed inoltre, rispetto al tipo a modulazione di ampiezza, si ha in più uno stadio limitatore, necessario però solo se il rivelatore è del tipo a rapporto. La Media Frequenza è di 10,7 MHz, e la larghezza di banda relativa è di 200 kHz

separata dalla convertitrice, accuratamente schermata e disaccoppiata. Un altro sistema per ridurre la variazione di frequenza dell'oscillatore locale consiste nello utilizzare la frequenza armonica (in genere la seconda armonica) dell'oscillatore, funzionante ad una frequenza più bassa. E' infatti possibile stabilizzare in modo assai migliore un oscillatore che funzioni su una frequenza relativamente bassa, perchè, dato che i componenti il circuito oscillatore hanno valori LC più elevati, risentono in modo percentualmente minore delle variazioni dimensionali e dell'effetto delle capacità parassite, che sono, tra l'altro, pressochè costanti.

Nel caso particolare della ricezione di segnali F.M. si ottiene a volte il battimento a frequenza intermedia per somma dei segnali di antenna e dell'oscillatore locale. In questo modo, data la frequenza del canale di M.F. di 10,7 MHz, è possibile ridurre ulteriormente la frequenza di lavoro dell'oscillatore di oltre 20 MHz. Il battimento somma può però dare luogo alla formazione di segnali spuri a frequenze più elevate ed interessanti i canali della televisione.

Ciò non rappresenta un problema se il ricevitore è adeguatamente schermato e se la sua reirradiazione dovuta all'oscillatore locale è ridotta: ciò nondimeno, alcuni costruttori preferiscono ottenere il battimento a Media Frequenza per differenza, allo scopo di ridurre l'eventualità di tale inconveniente, particolarmente fastidioso nei centri urbani in cui si ha una forte concentrazione di apparecchi.

L'amplificatore di Media Frequenza — Si è già detto che l'amplificatore di Media Frequenza di un ricevitore supereterodina F.M. ha una banda passante assai larga, e funziona con un valore di frequenza intermedia elevato. Il suo funzionamento è simile a quello degli stadi corrispondenti presenti nel ricevitore A.M. Gli stadi finali di tale amplificatore sono però costituiti da speciali limitatori di ampiezza che — ripetiamo — hanno lo scopo principale di eliminare i disturbi di tipo ad impulsi sovrapposti al segnale ricevuto. Questi disturbi, non rivelati nel caso di impiego di un rivelatore a rapporto, potrebbero però essere demodulati usando altri tipi di rivelatori, come ad esempio il discriminatore. Essi vengono eliminati negli stadi limitatori di cui abbiamo già parlato nella lezione teorica. Rimandiamo il lettore a pagina 614 per maggiori dettagli. Sull'amplificatore a frequenza intermedia occorre ricordare ancora una volta che il guadagno in tensione dei singoli stadi a larga banda è assai minore che non nel corrispondente tipo usato per segnali A.M.. Di conseguenza, sono necessarie più valvole nel ricevitore F.M. per poter raggiungere un guadagno complessivo sufficiente.

Il guadagno di un amplificatore a frequenza intermedia comprendente un trasformatore con due circuiti sintonizzati è dato dalla seguente formula:

$$g = \frac{g_m \, 2 \pi f k \sqrt{L_P L_S}}{k^2 + (1 : Q_P Q_S)}$$

dove g_m è la transconduttanza della valvola in μmho, f è il valore della Media Frequenza, k il coefficiente di accoppiamento, L_P ed L_S l'induttanza primaria e secondaria, e Q_P e Q_S il relativo fattore di merito.

Il guadagno di un amplificatore a larga banda in cui l'accoppiamento tra i circuiti è quello critico ($k = 1 : Q$) e il Q delle induttanze primarie e secondarie è identico, diventa:

$$g = \frac{g_m \, 2 \pi \, f L Q}{2}$$

In questa formula, g_m rappresenta la transconduttanza della valvola amplificatrice e $2 \pi f L$ la reattanza induttiva del circuito alla frequenza intermedia.

Un valore basso della Media Frequenza è indesiderabile, perchè la deriva stessa dell'oscillatore locale, per quanto piccola e compensata, sarebbe sufficiente a portare il battimento al di fuori della banda passante dell'amplificatore. D'altro canto, il valore della Media Frequenza non potrà mai essere inferiore alla massima larghezza di banda del trasmettitore, vale a dire di circa 200 kHz. La scelta del valore della Media Frequenza dipende, inoltre, da vari altri fattori, quali la risposta alla frequenza immagine, la risposta ai segnali di battimento tra stazioni emittenti distanti in frequenza di valore pari alla stessa Media Frequenza, nonchè dalla risposta ai segnali di frequenza armonica dell'oscillatore, o ai battimenti tra queste armoniche ed i segnali esterni, di ampiezza molto elevata.

L'interferenza dovuta al battimento tra due stazioni può essere ridotta se il valore della Media Frequenza è superiore alla larghezza di banda del segnale modulato in frequenza.

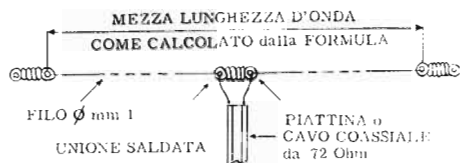



Fig. 2 - Tipico dipolo per modulazione di frequenza. La lunghezza totale è pari alla metà della lunghezza d'onda centrale ricevibile. La linea di discesa è a piattina.

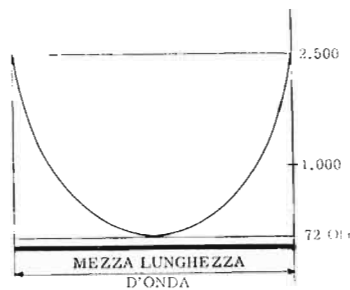



Fig. 3 - Curva illustrante la variazione di impedenza lungo lo sviluppo di un dipolo. L'impedenza minima è al centro.

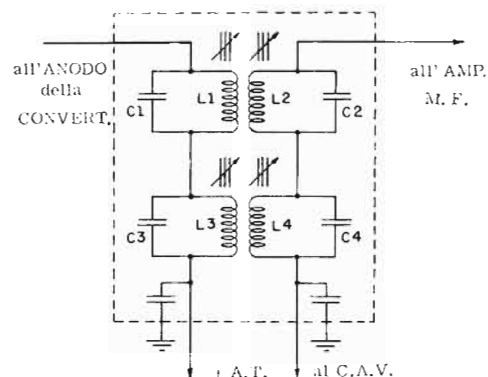



Fig. 4 - Trasformatore di M.F. per ricevitori misti, FM (in alto), ed AM (in basso).

Alcuni disturbi si possono notare quando le armoniche — per quanto lievi — dell'oscillatore locale, battono nella convertitrice con un segnale in arrivo di intensità notevole. La valvola convertitrice saturata funziona in tal caso da diodo modulatore, e si ottiene il fenomeno ben noto della modulazione incrociata: cioè, per effetto del segnale saturante, si ottengono battimenti tra questo ed ognuno degli altri segnali entranti nella valvola, col risultato che tutta la gamma delle frequenze ricevute sembra occupata da stazioni, in realtà inesistenti.

Questo fenomeno avviene assai facilmente in prossimità delle emittenti, ove cioè il campo irradiato dalla antenna è molto intenso. L'inconveniente può essere eliminato predisponendo all'entrata del ricevitore dei filtri trappola che attenuano il segnale particolarmente potente, lasciando inalterata la sensibilità del ricevitore alle frequenze laterali (ciò che non è possibile ottenere col C.A.V.). Ricorriamo ad un esempio numerico per chiarire maggiormente cosa avviene nel caso del battimento tra un segnale molto forte ed un'armonica dell'oscillatore locale.

Sia, ad esempio, la Media Frequenza del ricevitore di 10,7 MHz e la frequenza della portante della emittente sintonizzata di 86 MHz.

La frequenza dell'oscillatore risulta pertanto di 86 + 10,7 MHz. Supponiamo che un forte segnale a 102,05 MHz generi nel ricevitore (per saturazione della convertitrice) un'armonica a 204,1 MHz. Questa armonica, battendo con la seconda armonica dell'oscillatore locale (193,4 MHz), dà un battimento tra i due segnali pari a 10,7 MHz e cioè pari al valore della frequenza intermedia. Ne consegue che il ricevitore, sebbene sia sintonizzato sulla emittente a 86 MHz, risulta disturbato dalla emittente di 102,5 MHz molto intensa. Questo disturbo (intermodulazione) avviene, come si è visto, all'interno del ricevitore stesso, e non va confuso con l'altro fenomeno, interno anch'esso, della frequenza immagine. In base all'esempio fatto, quest'ultima dovrebbe avere un valore di 96,7 + 107,4 MHz.

L'interferenza dovuta alla modulazione incrociata può anche essere ridotta aumentando la selettività dei circuiti, in modo da evitare l'amplificazione e la conversione di segnali molto forti, la cui frequenza è al di fuori di quelle comprese nella banda sintonizzata.

La valvola oscillatrice deve essere scelta tra quelle le cui capacità interelettrodiche sono ridotte. La tensione di alimentazione deve, per quanto possibile, essere stabilizzata e, nel circuito accordato, occorrono condensatori con adatto coefficiente di temperatura.

Circuito tipico di un ricevitore per F.M.

Esso è illustrato alla **figura 5-A** e **5-B,** e comprende tutti i vari stadi fino al rivelatore. Nel sintonizzatore, il C.A.V. assume un'importanza molto minore rispetto a quella che ha nel ricevitore A.M., perchè gli stadi vengono qui impiegati tutti al massimo della sensibilità, a vantaggio di una più efficace limitazione di ampiezza del segnale nel limitatore. La tensione del C.A.V. è ottenuta dal rivelatore a rapporto, ed è inviata alle griglie delle valvole *V4* e *V5*.

Gli stadi a Media Frequenza sono accordati su 10,7 MHz. e l'oscillatore locale, (*V2*) lavora su una gamma di frequenza superiore a quella ricevuta, compresa cioè tra 87 + 10,7 = 97,7 MHz e 100 + 10,7 MHz. Esso è progettato in modo da consentire una buona stabilità di frequenza. Il convertitore è costituito da una valvola pentagriglia (*V3*). L'amplificatore a Media F. adotta pentodi a pendenza variabile; i relativi trasformatori hanno la richiesta banda passante di 200 kHz.

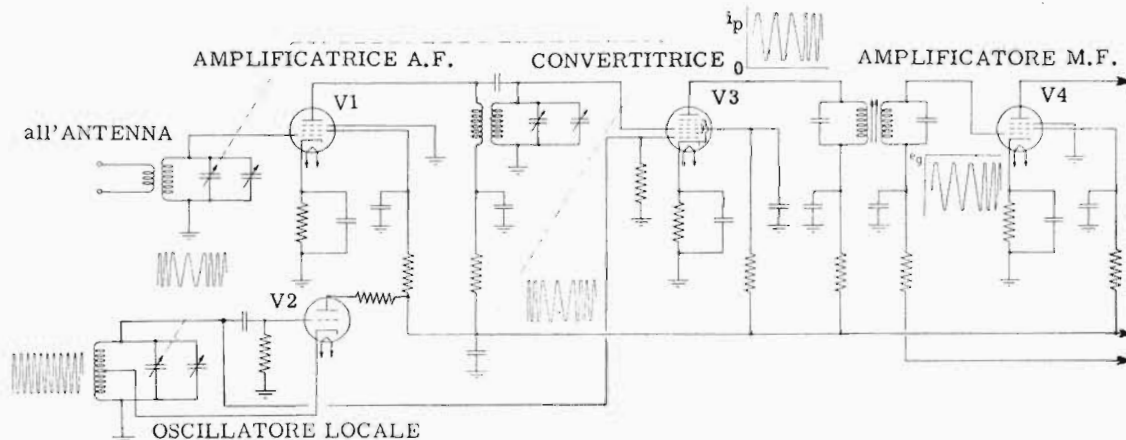
Il rivelatore a rapporto impiega un doppio diodo (*V6*). L'uscita a B.F. del rivelatore è convogliata ad un amplificatore convenzionale di B.F., non illustrato. La tensione anodica per l'alimentazione del sintonizzatore può essere ottenuta tramite un normale circuito rettificatore a due semionde. Anch'esso è stato omesso nello schema, in quanto del tutto convenzionale.

Come si nota, dopo ogni stadio è riportata la forma d'onda del segnale ivi presente, nonchè il suo comportamento nei confronti della corrente anodica o della tensione di griglia.

Ciò consente un'analisi più dettagliata delle modifiche che il segnale subisce attraverso l'intero circuito compreso tra l'antenna e l'uscita del rivelatore a rapporto. Detta uscita costituisce — tramite un potenziometro regolatore di volume — la tensione di ingresso alla sezione di Bassa Frequenza.

L'ALLINEAMENTO dei RICEVITORI per F.M.

Abbiamo visto, alla lezione 73ª, come si effettua, in pratica, la taratura o allineamento di un ricevitore su-

Fig. 5A - Circuito tipico di un sintonizzatore per FM. Come si nota, la valvola oscillatrice è separata.

pereterodina a modulazione di ampiezza. Il lettore che ha costruito uno dei ricevitori suggeriti, e che disponga dell'oscillatore modulato, ha così potuto mettere in pratica le cognizioni ivi esposte.

Per i ricevitori a modulazione di frequenza, si richiedono — per una soluzione razionale dello stesso problema — apparecchiature diverse. Come vedremo tra breve, tuttavia, l'allineamento di questo tipo di ricevitore può essere effettuato anche con un comune generatore di segnali ad Alta Frequenza del tipo già noto al lettore; ripetiamo però che, se si desidera ottenere un risultato veramente soddisfacente, è indispensabile l'impiego di strumenti più complessi e più costosi.

L'oscillografo a raggi catodici — ad esempio — è uno di essi: è già stato citato in varie occasioni, ma lo svolgimento del programma di questo Corso non ne ha ancora consentito una dettagliata descrizione. Essa sarà oggetto di alcune lezioni prossime, dopo le quali molti degli argomenti ora trattati risulteranno più chiari.

Per il momento, ci basti ricordare che il tubo a raggi catodici — dal quale ha avuto origine la moderna televisione — è uno strumento che consente di vedere direttamente su di uno schermo sia la forma d'onda di un segnale, semplice o complesso, sia — addirittura — l'intera curva di risposta di un circuito o di un trasformatore, vale a dire il comportamento di quel circuito nei confronti di una data gamma di frequenze.

Il generatore di segnali modulato in frequenza — altro strumento per questa particolare tecnica — consente di introdurre in vari punti del ricevitore da allineare segnali analoghi a quelli con i quali esso deve funzionare.

D'altro canto, con un comune generatore a modulazione di ampiezza (nel quale sia stata sopressa la modulazione a Bassa Frequenza) è possibile variare a mano gradualmente, punto per punto, la frequenza del segnale iniettato, e misurare per successive letture il segnale presente in uscita. Qusto sistema è però — ripetiamo — molto meno pratico e molto più laborioso.

L'esposizione che qui viene fatta della tecnica di allineamento di un ricevitore a modulazione di frequenza va intesa in senso generico.

Per concludere in base alla premessa di cui sopra, diremo che i metodi di allineamento possibili sono: quello basato sull'impiego di uno strumento di misura del segnale d'uscita, e quello basato sull'osservazione visuale della taratura. Col metodo dello strumento, si fa uso di un voltmetro ad alta resistenza interna (20.000 ohm/V o più) o — meglio ancora — di un voltmetro a valvola, nonchè di un comune generatore di segnali che copra la gamma delle frequenze sulle quali il ricevitore deve funzionare, e che possa fornire anche un segnale del valore della frequenza intermedia. Questo generatore può essere del tipo descritto alla lezione 68ª, ossia a frequenza variabile, e deve essere usato escludendo la modulazione a 400 Hz.

Col metodo visuale — invece — si usa un diverso, apposito generatore, modulato in frequenza, che copre le gamme anzidette, ed un oscillografo.

Il generatore in questione viene detto «vobbulato». Talvolta, con la tecnica del controllo visivo, si fa anche uso, in più, di un generatore a cristallo, quindi a frequenze fisse, destinato a produrre particolari segnali che servono come frequenze di riferimento sullo schermo dell'oscillografo.

In ogni caso — come già sappiamo — è sempre opportuno, prima di iniziare le operazioni, porre sia il ricevitore da allineare che gli strumenti necessari sotto tensione, e lasciarli in tali condizioni per una diecina di minuti, affinchè venga raggiunta una stabile temperatura di funzionamento. Ciò consente una maggiore stabilità dal punto di vista elettrico, sia per quanto riguarda le diverse tensioni, sia per l'ampiezza e la frequenza dei vari segnali.

Come per i ricevitori A.M., anche in questo caso si procede a ritroso nei confronti del percorso del segnale. In altre parole, si inizia l'allineamento dall'ultimo trasformatore di Media Frequenza, e si procede verso lo stadio convertitore, fino ad iniettare, come ultima operazione, il segnale direttamente nella presa di antenna.

TARATURA CON VOLTMETRO

Allineamento di un rivelatore a discriminazione

Le varie operazioni si susseguono nell'ordine qui esposto.

a) Sintonizzare il generatore sulla frequenza nominale intermedia del ricevitore (10,7 MHz) e collegare l'uscita del generatore stesso (onda non modulata) alla griglia della valvola limitatrice che precede immediatamente il discriminatore.

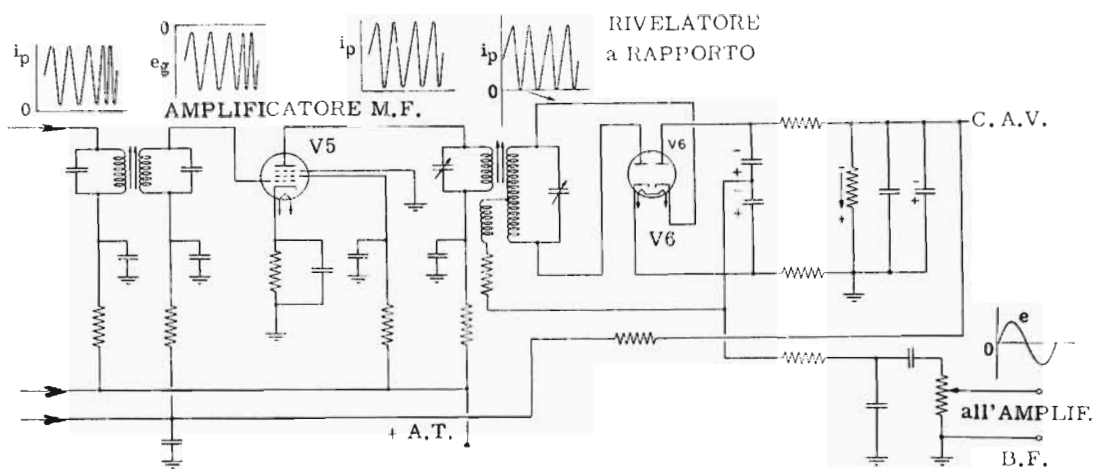



Fig. 5B - **Continuazione del circuito di figura 5A. Gli stadi di Media Frequenza sono complessivamente due, e non esiste lo stadio limitatore in quanto il rivelatore è del tipo a rapporto.**

b) Collegare il voltmetro **per corrente continua** ad alta resistenza (o il voltmetro a valvola, sempre predisposto per c.c.) ai capi di **una** delle resistenze di carico del discriminatore. Regolare il primario del trasformatore del discriminatore per la massima indicazione da parte dello strumento. Se l'indice di quest'ultimo si sposta in senso antiorario, invertire i puntali. Regolare la portata dello strumento stesso, fino ad ottenere letture in prossimità del centro della scala. In seguito, senza variare nè la frequenza nè l'ampiezza del segnale iniettato, collegare il voltmetro ai capi dell'intero circuito di carico del discriminatore. Dal momento che l'uscita deve essere zero quando il secondario e perfettamente tarato — mentre la polarità dell'eventuale segnale residuo dovuto al disallineamento può essere positiva o negativa a seconda dell'errore di allineamento — è molto utile poter disporre di un voltmetro con zero centrale (galvanometro). In ogni caso, il secondario del trasformatore del discriminatore deve essere allineato fino ad ottenere un'uscita pari a zero.

Allineamento di un rivelatore a rapporto

a) I rivelatori a rapporto non dànno alcuna uscita con segnali non modulati in frequenza. Essi, inoltre, di norma non sono preceduti da stadi limitatori. Per questo motivo, quando si vuole allineare un rivelatore a rapporto, il generatore di segnali viene collegato alla griglia dell'ultimo stadio di Media Frequenza.

b) Per allineare il rivelatore a rapporto (vedi **figura 6**), collegare il generatore di segnali come sopra indicato (*a*) sintonizzandolo sulla frequenza necessaria (10,7 MHz). Collegare uno strumento ad alta resistenza interna ai capi di R_1, e regolare il primario di *T* fino ad ottenere la massima indicazione da parte di detto strumento.

c) Per allineare il secondario, è necessario dividere il circuito di carico in due parti simmetriche. Ciò può essere effettuato collegando ai suoi capi due resistenze da 0,1 Mohm ciascuna (R_2 ed R_3 nella figura 6) ai capi della resistenza effettiva di carico R_1. Lo strumento va collegato tra il punto di unione delle due resistenze R_2 ed R_3, e l'uscita del segnale a Bassa Frequenza (tra X e Y nella figura). Il secondario del trasformatore *T* deve essere quindi sintonizzato in modo che la tensione indicata dal voltmetro sia zero.

Allineamento della Media Frequenza e del limitatore

a) Nei ricevitori nei quali il rivelatore è del tipo *a rapporto*, gli stadi a Media Frequenza vengono allineati misurando la tensione di uscita del rivelatore durante le diverse operazioni. Per fare ciò lo strumento va collegato ai capi della resistenza di carico del rivelatore a rapporto (ad esempio R_1 nella figura 6).

b) Sintonizzare il generatore di segnali sulla frequenza esatta, ed iniettare il relativo segnale sulla griglia di ciascun stadio a Media Frequenza. Procedere nell'allineamento partendo dal circuito del rivelatore, verso lo stadio convertitore.

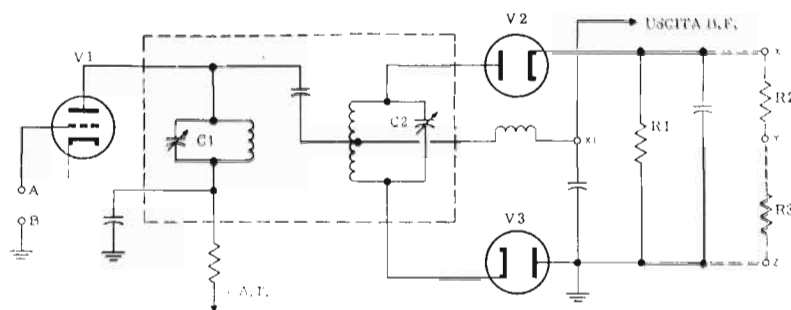
Mentre il generatore è collegato all'ingresso di ogni stadio, sintonizzare il circuito di accoppiamento di uscita di quello stesso circuito per la massima indicazione da parte dello strumento.

c) Nei ricevitori nei quali il rivelatore è del tipo *a discriminatore*, questo stadio è preceduto da uno o due stadi limitatori. In questi ricevitori, gli stadi limitatori debbono essere allineati prima degli stadi amplificatori a Media Frequenza.

d) Se il ricevitore comprende due stadi limitatori, accoppiati mediante un circuito sintonizzato, essi possono essere allineati nel modo che segue.

Collegare il generatore di segnali (sintonizzato sulla frequenza intermedia) all'ingresso della prima valvola limitatrice. Se nel circuito di griglia del limitatore sono presenti due resistenze in serie tra loro, il voltmetro va collegato tra il punto in cui esse si uniscono e la massa. Regolare il circuito di accoppiamento tra i due limitatori, fino ad ottenere la massima indicazione sullo strumento. L'ampiezza del segnale fornito dal generatore deve essere bassa, in modo che l'indicazione del voltmetro aumenti o diminuisca bruscamente allorchè si varia nei due sensi l'accordo del limitatore.

e) Gli stadi amplificatori a Media Frequenza di un ricevitore nel quale sono presenti degli stadi limitatori, sono allineati in modo simile a quello descritto ai punti *a* e *b* di cui sopra. La sola differenza consiste nel fatto che il voltmetro viene collegato — in questo caso — ai capi della resistenza di griglia del primo limitatore, anzichè ai capi del carico del rivelatore. Gli stadi amplificatori a Media Frequenza vengono sintonizzati per la massima indicazione del voltmetro.

Fig. 6 - Circuito tipico di un rivelatore a rapporto. Durante le operazioni di allineamento, è necessario tarare il primario del trasformatore di accoppiamento, agendo su C1, fino ad avere la massima indicazione sullo strumento. L'allineamento del secondario è possibile mediante la suddivisione del carico in due parti eguali, costituite da R2 ed R3.

Allineamento stadi A.F. - convertitore - oscillatore

Il metodo di allineamento degli stadi ad Alta Frequenza e dell'oscillatore, nei ricevitori a modulazione di frequenza, è in tutto simile a quello adottato per i ricevitori a modulazione di ampiezza. Il generatore di segnali impiegato per l'allineamento deve poter fornire la medesima gamma di frequenze sulle quali funziona il ricevitore: inoltre, il segnale prodotto deve poter essere modulato in frequenza oppure non modulato.

Il voltmetro usato per le letture di allineamento viene collegato esattamente come per l'allineamento degli stadi amplificatori di Media Frequenza. Le operazioni consistono semplicemente nel regolare i diversi trasformatori fino ad ottenere la sintonia esatta sulla frequenza del segnale iniettato.

TARATURA CON OSCILLOGRAFO

Allineamento degli stadi a Media Frequenza

a) L'uso di un oscillografo e di un generatore modulato in frequenza permette di ottenere risultati notevolmente migliori nell'allineamento degli stadi di Media Frequenza, che non con l'impiego di un generatore di segnali normale e di un voltmetro. Con questo metodo è infatti possibile osservare direttamente sullo schermo del tubo a raggi catodici, le curve di risposta alla frequenza (banda passante). La curva visibile sul disegno schematico dell'oscillografo nella **figura 7** è appunto una curva tipica di responso della banda passante. Il picco della curva deve corrispondere esattamente alla frequenza che sussiste in assenza di segnale modulante durante la ricezione. Per assicurarsi che detto picco corrisponda al valore nominale della Media Frequenza, e che le caratteristiche della banda passante siano esatte, occorre disporre di segnali di riferimento (marker). Questi segnali, opportunamente inettati nel circuito che si desidera allineare, dànno dei picchi chiaramente identificabili, in quanto sono visibili sullo schermo sotto forma di piccole e rapide deviazioni della traccia luminosa, comunemente denominate « pip ». Qualsiasi generatore di segnali, purchè accuratamente tarato, e che possa essere sintonizzato su una frequenza non modulata di riferimento del valore desiderato, può essere usato come « marker ». Alcuni generatori di tipo speciale forniscono contemporaneamente diversi segnali a frequenza di riferimento. Per ottenere tre picchi (pip) come indicato alla figura 7, è necessario iniettare tre segnali di riferimento, di frequenza pari rispettivamente a quella centrale, ed a quelle estreme, superiore ed inferiore, della banda passante sulla quale funzionano gli stadi amplificatori a Media Frequenza. Di solito, è sufficiente disporre del solo segnale di riferimento che corrisponde alla frequenza centrale della banda passante, a meno che le caratteristiche di detta banda non siano molto critiche.

b) L'allineamento degli stadi a Media Frequenza effettuato con questo metodo viene eseguito collegando l'ingresso dell'amplificatore verticale dell'oscillografo ai capi della resistenza di griglia dello stadio limitatore. Il generatore modulato in frequenza va collegato alla griglia dell'ultimo stadio amplificatore a Media Frequenza. La figura 7 illustra appunto questi collegamenti in uno schema funzionale.

c) Regolare i compensatori in parallelo al primario ed al secondario del trasformatore, fino ad ottenere sullo schermo la curva di responso desiderata.

d) Allineare gli altri stadi a Media Frequenza spostando il punto di iniezione del segnale del generatore, stadio per stadio, procedendo sempre verso lo stadio convertitore, e ripetendo ogni volta le operazioni indicate al punto c di cui sopra.

Allineamento di discriminatori e rivelatori a rapporto

Discriminatore — La **figura 8** illustra lo schema a blocchi delle connessioni necessarie tra il ricevitore e gli strumenti. I due picchi di riferimento indicati nella figura sullo schermo dell'oscillografo possono essere ottenuti iniettando due segnali di riferimento, i quali individuano i limiti superiore ed inferiore della banda passante dell'oscillatore a frequenza modulata.

Collegare l'ingresso dell'amplificatore verticale dello oscillografo ai capi del circuito di uscita della Bassa Frequenza del discriminatore. Iniettare il segnale del generatore a frequenza modulata nel circuito di griglia dell'ultimo stadio limitatore. Iniettare la tensione di analisi («sincronismo» nella figura 8) all'ingresso dello amplificatore orizzontale dell'oscillografo. Se il discriminatore è allineato correttamente, sullo schermo apparirà una curva ad « *S* » ben centrata e nettamente definita. La presenza di un segnale di riferimento an-

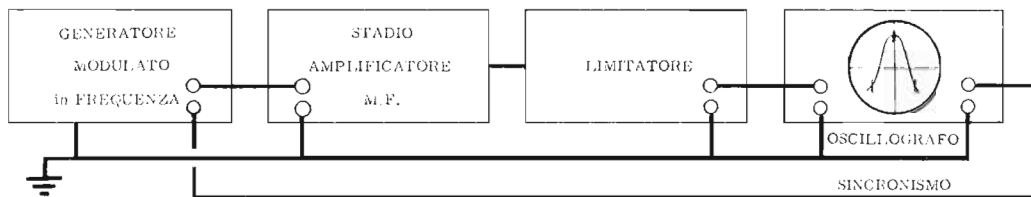



Fig. 7 - Disposizione degli strumenti per l'allineamento della Media F mediante l'oscillografo.

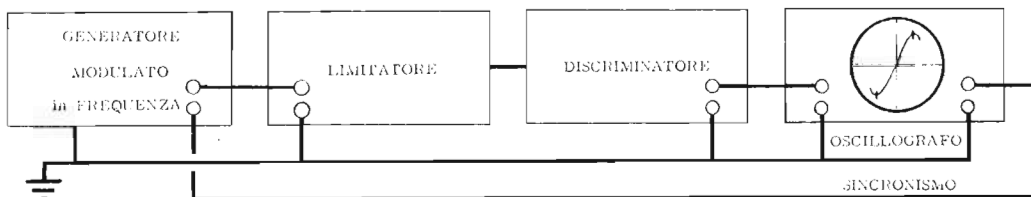



Fig. 8 - Disposizione degli strumenti per l'allineamento del discriminatore mediante l'oscillografo.

che al centro della curva relativa alla banda passante rende più semplice la valutazione della linearità del discriminatore. Se detta linearità è buona, il « pip » corrispondente a questo segnale deve apparire al centro del tratto lineare della curva. Una curva ad « *S* » appuntita o imperfetta denuncia un disallinemento del primario. In tal caso occorre regolare il primario del trasformatore di ingresso del discriminatore, finchè la curva ad «*S*» presenta picchi arrotondati e la massima ampiezza. Il secondario del discriminatore va allineato in modo da estendere al massimo il tratto rettilineo della curva. Se si usa un segnale di riferimento al centro della banda passante, la regolazione consiste nel centrare la curva rispetto al « pip » della frequenza di riferimento.

Rivelatore a rapporto — L'allineamento dei ricevitori a modulazione di frequenza con rivelatori a rapporto viene eseguito collegando il generatore modulato in frequenza alla griglia dell'ultimo stadio amplificatore a Media Frequenza. L'uscita del segnale B.F. del rivelatore deve essere collegata all'ingresso dell'amplificatore verticale dell'oscillografo.

L'esattezza dell'allineamento è indicata dalla curva ad « *S* » precedentemente citata a proposito del discriminatore. La rassomiglianza tra i due procedimenti si limita tuttavia a questo. Se il secondario del trasformatore di ingresso del rivelatore viene dissintonizzato, la curva assume la ben nota forma a campana (vedi figura 8 a pag. 582).

A questo punto si inizia l'allineamento disaccordando il secondario del trasformatore di ingresso del rivelatore. Sullo schermo dell'oscillografo apparirà allora una curva a campana. Si regola quindi il primario del trasformatore fino ad ottenere la massima ampiezza di questa curva.

Allineare i rimanenti stadi a Media Frequenza, uno alla volta, procedendo — come di consueto — verso il mescolatore. Regolare quindi il secondario del trasformatore del rivelatore fino ad ottenere la curva di risposta ad « *S* ». La presenza di un segnale di riferimento al centro della banda passante è molto utile per centrare il tratto rettilineo della curva stessa.

Allineamento stadi A.F. - convertitore - oscillatore

a) L'oscillografo può essere usato anche per l'allineamento degli stadi A.F., del mescolatore e dell'oscillatore. L'ingresso dell'amplificatore verticale dell'oscillografo deve essere collegato ai capi della resistenza di griglia del limitatore, mentre il segnale modulato in frequenza, proveniente dal generatore, viene applicato alla presa di antenna del ricevitore. La disposizione degli strumenti è identica a quella illustrata alla figura 7, ad eccezione del punto nel quale il generatore F. M. deve essere collegato.

b) Sintonizzare il generatore ed il ricevitore sulla medesima frequenza, in prossimità dell'estremo alto della gamma di funzionamento. Ciò deve essere fatto con lo ausilio di un generatore « marker » accuratamente tarato, o di un frequenzimetro. La deviazione di frequenza del segnale fornito dal generatore F.M. detto « vobbulato », deve essere almeno doppia di quella dei segnali che dovranno essere successivamente ricevuti. Questo accorgimento consente di osservare sull'oscillografo la curva relativa all'intera banda passante.

c) Regolare il compensatore in parallelo al circuito dell'oscillatore (e quelli eventualmente presenti nello amplificatore ad Alta Frequenza e nel mescolatore) per la massima ampiezza della curva riprodotta sullo chermo del tubo a raggi catodici.

d) Ripetere questa medesima operazione all'estremo inferiore della gamma ricevuta, regolando questa volta i compensatori in serie (padder) ai circuiti menzionati.

e) Si prenda nota dell'ampiezza della curva di responso (voci *c* e *d*), e si ripeta l'intera operazione alle estremità bassa e alta della gamma, finchè si è certi che non è più possibile ottenere alcun miglioramento.

f) Ultimato l'allineamento, controllare l'esattezza della taratura della scala del ricevitore. Questa operazione viene effettuata controllando il ricevitore su diverse frequenze attraverso l'intera gamma che si desidera ricevere. Regolare il generatore F.M. (sweep) e di riferimento (marker) con cura, su ciascuna di tali frequenze, e controllare sull'oscillografo il segnale di uscita. La taratura e l'accordo scalare del ricevitore vengono controllati osservando che il « pip » di riferimento sia sempre nella medesima posizione rispetto alla curva di responso, e che la curva stessa si mantenga ad un'ampiezza costante in corrispondenza di tutti i punti in cui questo controllo viene effettuato.

DOMANDE sulle LEZIONI 79ª e 80ª

N. 1 —
Quanti sono i metodi mediante i quali è possibile modulare in frequenza il segnale prodotto da un oscillatore ad Alta Frequenza?

N. 2 —
Quanti e quali sono i principali metodi diretti?

N. 3 —
In che cosa consiste il metodo indiretto?

N. 4 —
Con quale metodo è possibile la massima stabilità della frequenza portante, mediante stabilizzazione con un oscillatore a cristallo?

N. 5 —
Di quante sezioni consta un ricevitore per modulazione di frequenza?

N. 6 —
In un circuito limitatore in serie, quando si verifica l'azione di limitazione?

N. 7 —
Quando accade che il diodo si comporti come un circuito aperto nei confronti del segnale?

N. 8 —
Per quale motivo lo stadio limitatore è indispensabile col discriminatore, mentre non lo è col rivelatore a rapporto?

N. 9 —
In cosa consiste — in linea di massima — il controllo automatico di frequenza?

N. 10 —
Quanti sono i sistemi mediante i quali è possibile effettuare l'allineamento di un ricevitore a modulazione di frequenza?

N. 11 —
Quale di essi è più completo? Perchè?

N. 12 —
Quali sono le condizioni necessarie per allineare un ricevitore a modulazione di frequenza col metodo dello strumento, mediante un generatore del tipo usato per l'allineamento dei ricevitori a modulazione di ampiezza?

N. 13 —
Quale deve essere la forma della curva ottenuta sullo schermo del tubo a raggi catodici, affinchè l'allineamento sia perfetto?

N. 14 —
E' possibile effettuare l'allineamento con un solo segnale «marker» di riferimento?

N. 15 —
Per un allineamento perfetto, quanti dovrebbero essere i segnali «marker»?

N. 16 —
In assenza di modulazione, come deve essere il segnale presente all'uscita del rivelatore?

RISPOSTE alle DOMANDE di Pag. 617

N. 1 — L'ampiezza del segnale captato dall'antenna, e l'ampiezza che esso deve raggiungere affinchè il rivelatore funzioni regolarmente e fornisca un segnale di B.F. sufficiente.

N. 2 — In classe A.

N. 3 — Gli stadi di amplificazione a Media Frequenza, per il valore di quest'ultima, e lo stadio rivelatore.

N. 4 — Eliminare le interferenze di immagine, ed aumentare l'ampiezza del segnale in arrivo.

N. 5 — Adottando la seconda armonica della frequenza prodotta, impiegando capacità insensibili alla temperatura, ed eventualmente stabilizzando le tensioni di alimentazione.

N. 6 — Perchè — a causa della necessaria larghezza di banda — il guadagno di ogni singolo stadio è minore che in AM.

N. 7 — Ricorrendo alla doppia conversione di frequenza.

N. 8 — Dalla larghezza di banda, dal tipo di circuito, e dalle caratteristiche delle valvole.

N. 9 — Come un modulatore a basso livello. La frequenza dell'oscillatore costituisce la portante, ed il segnale in arrivo la modulazione applicata.

N. 10 — A mantenere rigorosamente costante l'ampiezza dei segnali applicati al discriminatore.

N. 11 — L'eliminazione delle variazioni di ampiezza del segnale da rivelare, ossia degli eventuali disturbi.

N. 12 — Gli stadi nei quali viene effettuata l'amplificazione a Media Frequenza.

N. 13 — Dalla robustezza dei trasformatori interstadio, dalla rigidità dei collegamenti e dalla schermatura tra i componenti.

N. 14 — Nel fatto che per la rivelazione in AM è sufficiente un solo diodo, mentre per la FM ne occorrono due.

N. 15 — Buona linearità, e semplicità di allineamento sono i vantaggi. Bassa sensibilità è lo svantaggio principale. A causa di ciò, se si usa il discriminatore come stadio rivelatore, occorre una notevole amplificazione in Alta e Media Frequenza.

N. 16 — Esso offre il vantaggio di non necessitare di uno stadio limitatore, in quanto è insensibile alle modulazioni di ampiezza recate dal segnale da rivelare; inoltre, la sensibilità è molto elevata, per cui non necessita di grande amplificazione da parte degli stadi precedenti. Per contro, il relativo trasformatore di accoppiamento è più complesso e delicato che nel discriminatore, e l'allineamento è assai critico e laborioso.

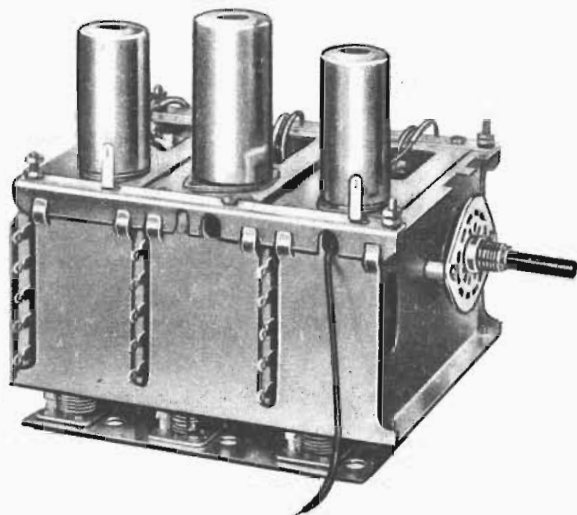
N. 17 — Perchè consente la trasmissione, e quindi la ricezione, di una gamma di frequenze acustiche molto più ampia che non la modulazione di ampiezza. In altre parole, la riproduzione è molto più fedele.

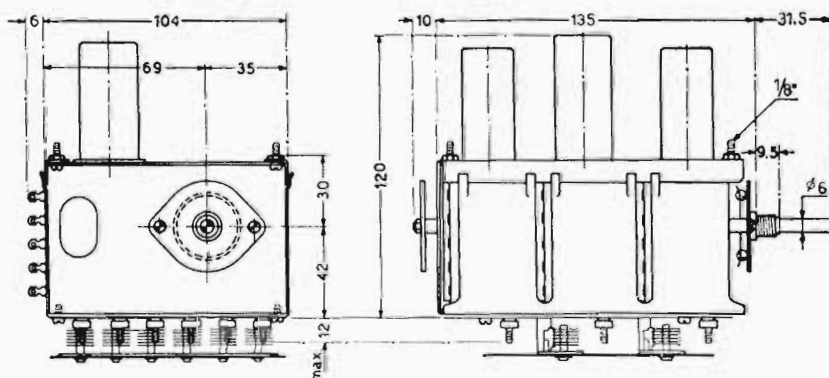
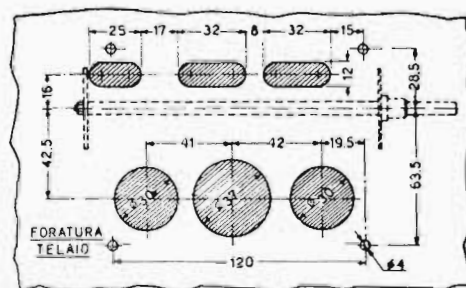
N. 18 — Nel valore delle capacità, nelle caratteristiche del trasformatore di uscita, e nell'eventuale dispositivo di controllo del tono. In F.M. la sezione di B.F. può essere, con ragione, del tipo ad Alta Fedeltà.

La soluzione, da tempo adottata, per risolvere razionalmente i problemi dello stadio d'entrata/oscillatore delle supereterodine, consiste nella realizzazione di un assieme di tutte le induttanze, le commutazioni, e diversi altri componenti. Questa unione di parti forma il cosiddetto « Gruppo di A.F. »; l'intera sezione determinante del ricevitore risulta calcolata e prefabbricata. Logicamente, deve essere possibile una scelta di tipi onde soddisfare necessità diverse di progetto (gamme, valvole, stadi ecc.). Poichè, come è facile intuire, dalla cura costruttiva e di progetto del Gruppo dipende l'esito dell'intero apparecchio, occorre — per la sua scelta — indirizzarsi a Fabbriche di provata esperienza che, oltre a garantire una costruzione accurata, possano dare affidamento di uniformità di produzione. Per questo, pubblichiamo una serie di dati utili, riguardanti una produzione nazionale (Geloso - v.le Brenta, 29 - Milano) tra le più sicure e complete del genere. Non sarà difficile al lettore che abbia acquisita pratica e familiarità con i montaggi, pervenire a modifiche e rimodernamenti di ricevitori mediante l'inserzione di uno dei Gruppi elencati.

GRUPPI SINTONIZZATORI A 6 GAMME
con stadio sintonizzatore in A.F.

I Gruppi di questa serie sono tra i più complessi della produzione: comprendono tre valvole e sono previsti sopratutto per ricevitori che abbiano esigenze elevate nel campo delle Onde Corte. Sono formati da un unico blocco meccanico comprendente tre sezioni, rigidamente fissate ed elettricamente collegate, portanti i relativi zoccoli per valvole e cioè, rispettivamente, una valvola amplificatrice ad A.F., una valvola doppia (oscillatrice e separatrice) ed una valvola miscelatrice. Hanno elevata sensibilità, alta selettività, elevato rapporto immagine/segnale, dovuto allo stadio d'amplificazione ad A.F. Lo stadio separatore, interposto tra oscillatore e miscelatore, consente alta stabilità di sintonia con assenza di deriva.

Il 2615, per M.F. di 467 kHz, ha una copertura continua della gamma da 10 a 580 m, suddivisa in 6 bande. Il 2620 è studiato per l'uso in ricevitori di tipo professionale, destinati al traffico dilettantistico e aventi doppia conversione di frequenza (prima Media = 4,6 MHz).

Cat. N.	Valvole	Cond. var. N.	FI MHz	Gamme d'onda in metri						Colleg. esterni
2615	6BA6-12AU7-6BE6	775	0,476	10÷16	15÷25	24÷40	39÷65	64÷190	190÷580	Fono
2620	6BA6-12AU7-6BE6	2792 (1)	4,6	10 m 28÷30 MHz (2)	11 m 26÷28 MHz (2)	15 m 21÷21,5 MHz (2)	20 m 14÷14,4 MHz (2)	40 m 7÷7,3 MHz (2)	80 m 3,5÷4 MHz (2)	—

(1) Da usare in unione ad un condensatore verniero N. 8475 destinato alla regolazione fine dell'accordo d'aereo. Per l'uso del calibratore capacitivo della scala di sintonia (« dial-reset »), costituito da un compensatore cat. N. 80173, la taratura è da effettuare per battimento zero con un segnale prodotto da un oscillatore locale a quarzo (vedi ricevitore G209-R).
(2) Gamma dei radioamatori.

Per il Gruppo N. 2615 la lunghezza L del perno, compresa la boccola filettata, è normalmente di mm 61 (N. Disegno 6428-C). Dietro particolare ordinazione può essere fornito anche con un perno della lunghezza di mm 31,5 (N. Dis. 6428-B). Per il Gruppo N. 2620 la lunghezza del perno è di mm 35.

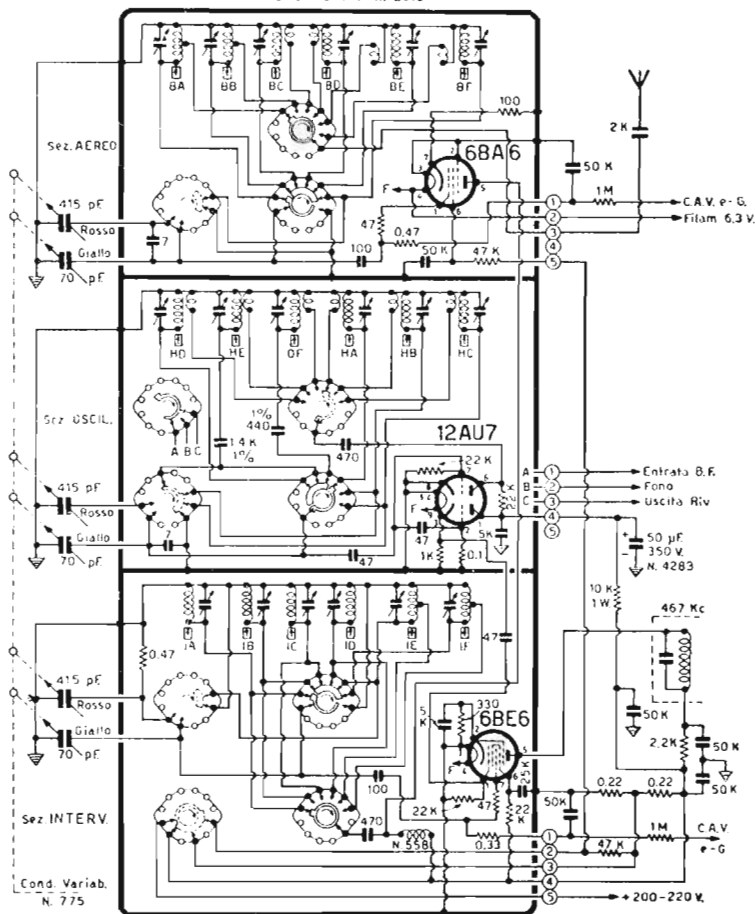
GRUPPO A F N. 2615

Sez. AEREO

Sez. OSCIL.

Sez. INTERV.

Cond. Variab. N. 775

DATI PER L'USO

Gruppo RF N. 2615. — Ha una 6BA6 amplificatrice del segnale in arrivo, una 12AU 7 oscillatrice e separatrice elettronica, una 6BE6 miscelatrice. Frequenza intermedia 467 kHz.

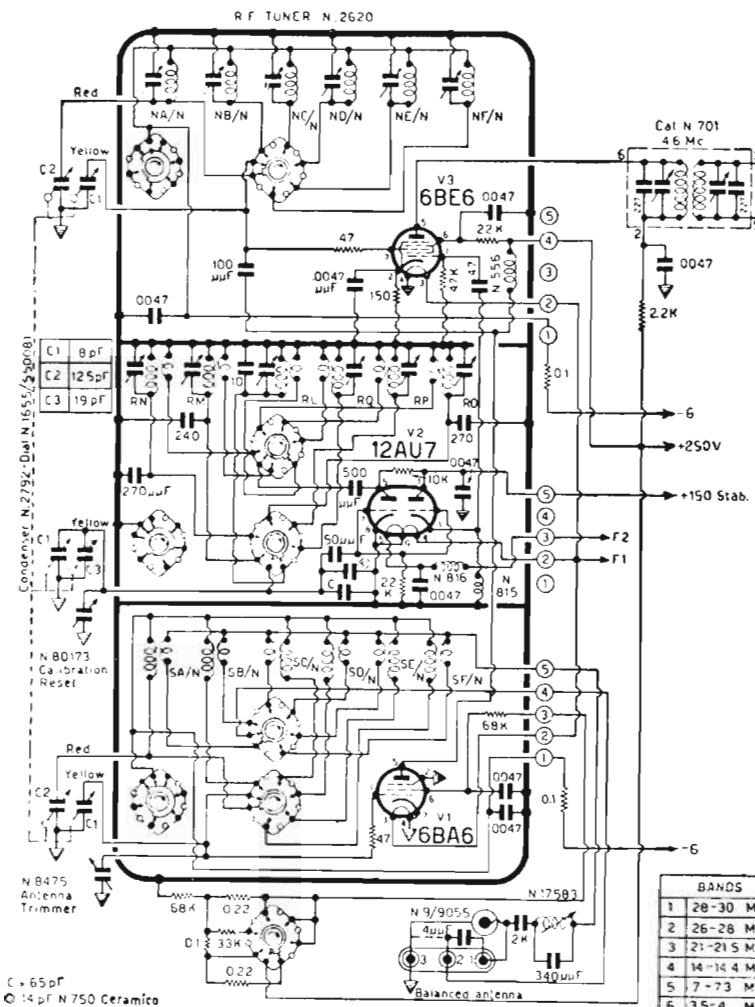
Nello schema qui pubblicato sono indicati i valori delle resistenze da collegare esternamente al Gruppo usando una tensione massima di 280 V circa.

Il segnale per il CAV può essere derivato sia da un solo diodo dello stadio rivelatore per i due circuiti del CAV stesso (per l'amplificatore RF e per il miscelatore) sia da due diodi separati, con due circuiti separati. Si veda per esempio il circuito del ricevitore G 208 (Bollettino Tecnico Geloso N. 66).

La numerazione dei terminali di collegamento va dal basso all'alto (il n. 1 è vicino al telaio, il n. 5 alla targa portante le indicazioni che si riferiscono alle bobine e ai compensatori di capacità).

Le frequenze per la taratura e l'allineamento sono indicate, bobina per bobina, sulla targa del Gruppo.

Nel circuito d'aereo può essere inserito un circuito trappola per la FI di 467 kHz.

BANDS	
1	28-30 Mcs
2	26-28 Mcs
3	21-21.5 Mcs
4	14-14.4 Mcs
5	7-7.3 Mcs
6	3.5-4 Mcs

Gruppo RF N. 2620. — Ha una 6BA6 amplificatrice del segnale in arrivo, una 12AU7 oscillatrice e separatrice elettronica, una 6BE6 miscelatrice. La Frequenza Intermedia è di 4,6 MHz.

Nello schema qui pubblicato sono indicati anche gli elementi da inserire esternamente al Gruppo stesso.

La tensione anodica da impiegare per le valvole amplificatrici (RF e miscelatrice) è di 230 V circa. Per l'oscillatrice separatrice 12AU7 è invece di 150 V, e deve essere stabilizzata.

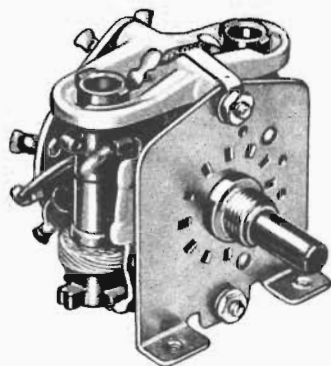
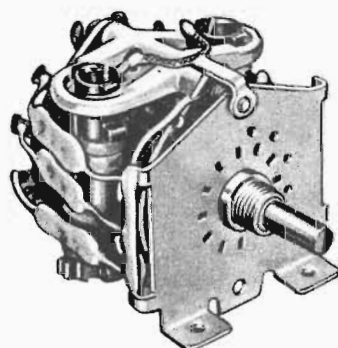
Nel circuito d'aereo è previsto l'inserimento di una trappola da accordarsi sulla FI di 4,6 MHz, destinata ad eliminare eventuali interferenze su questa frequenza. Questo Gruppo deve essere usato con un condensatore variabile N 2792 e con un verniero N. 8475.

E' particolarmente studiato per essere usato nei ricevitori a doppio cambiamento di frequenza, con la seconda FI di 467 kHz, ottenibile mediante la sezione convertitrice N. 2608 (vedi ricevitore G 209-R, Bollettino Tecnico Geloso N. 69-70).

Può essere usato anche come semplice convertitore staccato, da impiegare unitamente ad un ricevitore normale per onde corte, atto a ricevere l'onda di 65 metri (che corrisponde appunto alla frequenza di 4,6 MHz). Tale utilizzazione è descritta nel Bollettino Tecnico Geloso N. 69-70.

GRUPPI SINTONIZZATORI PER ONDE MEDIE ONDE CORTE - ONDE LUNGHE

N. 2730

N. 2741 - 2742 - 2743

Questi gruppi per A.F. sono studiati per consentire la realizzazione dei moderni radioricevitori a Modulazione d'Ampiezza o — in unione — ad altro apposito Gruppo per OUC — per Modulazione d'Ampiezza e di Frequenza. Derivati da una lunga esperienza tecnica specifica, oltre ad una elevata facilità di montaggio e di allineamento presentano un'alta sensibilità, un'ottima stabilità di taratura e una grande sicurezza di funzionamento.

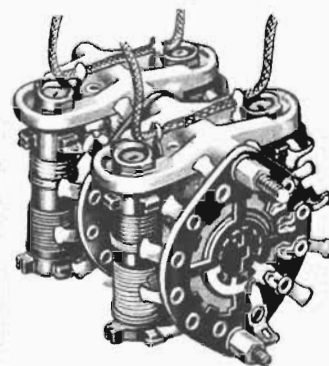
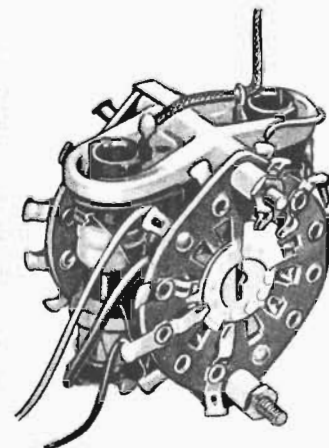
Sono suddivisi in quattro serie, ognuna rispondente a particolari esigenze ed avente le caratteristiche indicate nella tabella sotto riportata.

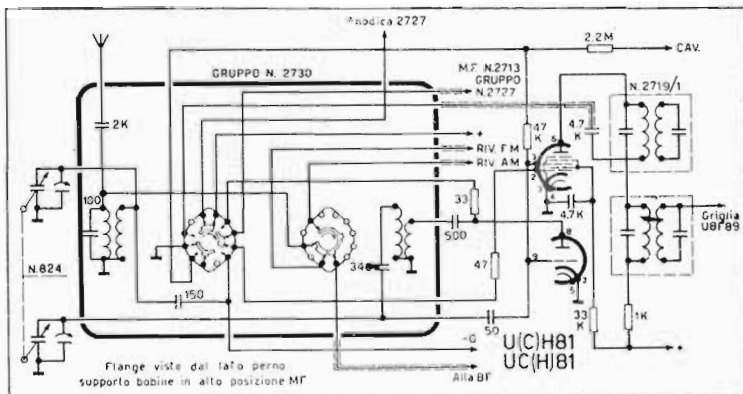
Hanno le induttanze regolabili mediante nuclei ferromagnetici. Per le Onde Medie, è prevista la regolazione della capacità residua mediante compensatori montati esternamente, sul condensatore variabile.

Alcuni tipi hanno il comando rotativo del commutatore, mediante bottone; altri, invece, sono predisposti per l'uso di una tastiera, di cui nella tabella è indicato il tipo.

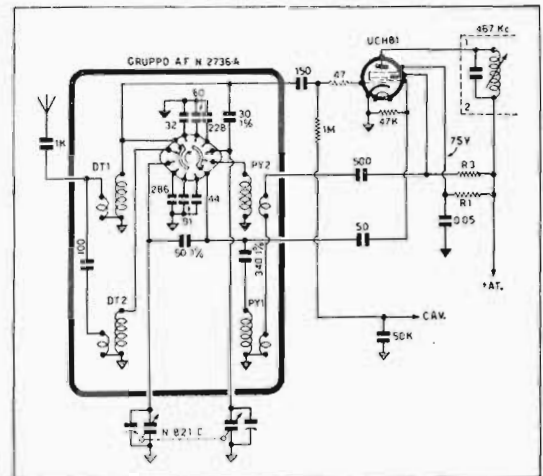
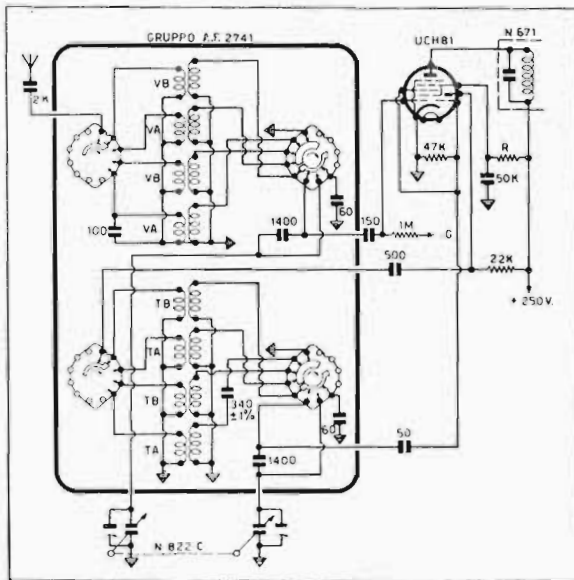
Alla pagina di fianco sono pubblicati i disegni d'ingombro e tutti i dati necessari per effettuare i collegamenti e l'allineamento.

N. 2682 - 2683

N. 2736 - 2738

Catalogo N.	Comando	Valvola convert. tipo (1)	Condensat. variabile Cat. N.	Gamme d'onda in metri				
				1	2	3	4	5
Serie 2730								
2730	rotat. a bott.	ECH 81	825/C (6)	580÷180	(2)	—	—	—
2736	» » »	ECH 81	822/C	580÷180	50,5÷48,5	33÷30	27÷23,5	21÷16,5
2738	» » »	OC170 (3)	822/C	580÷180	50,5÷48,5	33÷30	27÷23,5	21÷16,5
Serie 2740								
2740	rotat. a bott.	OC170 (4)	825/C (6)	580÷180	(2)	—	—	—
2741	con tast. 182	ECH 81	822/C	Fono	580÷180	102÷52	52÷28	28,5÷15
2742	» » »	ECH 81	822/C	Fono	2000÷850	580÷180	90÷35	35÷15
2743	» » »	ECH 81	822/C	Fono	580÷180	52÷35	32÷22	21,5÷15
2746	» » »	OC170 (3)	822/C	Fono	580÷180	55÷45,5	45,5÷34,5	35,5÷17,5
Serie 2680								
2682	» » »	ECH 81	825/C (6)	Fono	(2)	180÷580	185÷65	70÷25
2683	» » »	ECH 81	825/C (6)	Fono	(2)	2000÷850	580÷180	65÷19
2683-FD(5)	» » »	ECH 81	825/C (6)	Fono	(2)	580÷180	65÷19	—
Serie 2670								
2673	rotat. a bott	6BE 6	821/C	580÷190	100÷40	41÷32	33÷26	27÷16
2672	» » »	ECH 42	821/C	580÷190	100÷40	41÷32	33÷26	27÷16

(1) E' indicato un solo tipo ma può essere usata qualsiasi altra valvola equivalente.
(2) Collegamento per il Gruppo a M.d.F. esterno.
(3) Philips: da montare esternamente.
(4) Philips: già incorporato nel Gruppo unitamente al diodo per il CAV.
(5) Il N. 2683-FD utilizza la gamma OL solamente per la filodiffusione: in questo Gruppo, perciò, l'entrata OL è separata dal circuito d'antenna.
(6) Il condensatore variabile N. 825/C è incorporato nel Gruppo per la M.d.F.

N. 2730

DATI PER L'USO

Sono qui pubblicati gli schemi elettrici d'impiego e i disegni indicativi dei collegamenti di alcuni Gruppi RF tra i più usati.

N. 2741

N. 2736

COLLEGAMENTI

N. 2730. — 1 = all'antenna; 2 = al condensatore variabile sez. oscill.; 3 = al condensatore variabile sez. antenna; 4 = alla griglia pilota; 5 = alla placca oscill.; 6 = tensione alimentazione anodica; 7 = al positivo placca oscill. M. d.A.; 8 = al positivo del Gruppo M.d.F.; 9 = dal trasform. FI del Gruppo M.d.F.; 10 = al discriminatore; 11 = al rivelatore M.d.A.; 12 = alla B.F.; 13 = al circuito del CAV per la M.d.A.; 14 = al circuito del CAV per la M.d.F.; 15 = al condensatore « by-pass » (M.d.A.); 16 = massa.

N. 2740. — 1 = all'antenna; 2 = ai condensatore variab. sez. oscill.; 3 = al negativo base;

N. 2741 - N. 2742 - N. 2743. — 1 = all'antenna; 2 = al condensatore variab. sez. oscill.; 3 = condens. variab. sez. antenna; 4 = alla griglia pilota; 5 = alla placca oscillatrice; = alla griglia oscillatrice

N. 2730

N. 2740

N. 2741 2742 2743

Flange viste dal lato tastiera, supporto bobine in basso, posizione F M.

Flange viste dal lato tastiera, supporto bobine in basso, posizione F.M.

4 = al negativo base Gruppo M.d.F.; 5 = trasformatore FI N. 1161 (terminale 1); 6 = al trasformt. FI N. 1161 (terminale 2); 7 = al discriminatore; 8 = al rivelatore M.d.A.; 9 = alla B.F.; 10 = al trasformat. FI N. 1162 (colleg. CAV); 11 = al Gruppo M.d.F.

N. 2738. — Flangia 1: giallo 1 = a l'emettitore; rosso 1 = al collettore; bianco 1: all'antenna; verde 1 = alla base; nero 1 = polarizzazione.

Flangia 2: verde = all'antenna a quadro; rosso 2 = condens. variabile sez. oscill.; bianco 2, condens. variabile, sezione antenna; nero 2 = all'avvolgimento di accordo O.M.; marrone 2 = al negativo.

N. 2683 - N. 2683-FD. — 1 = all'antenna; 2 = al condens. variab. sez. oscill.; 3 = al condens. variab. sez. antenna; 4 = alla griglia pilota; 5 = alla placca oscillatrice; 6 = alla griglia oscillatr.; 7 = al discriminatore; 8 = al rivelatore AM; 9 = alla BR; 10 = al + alim. anodica; 11 = al terminale aliment. anodica del Gruppo M.d.F.; 12 = positivo placca oscillatrice M.d.F.; 13 = al Gruppo M.d.F.; 14 = al circuito CAV per la M.d.F.; 15 = al circuito CAV per la M.d.A.; 16 e 17 = ancoraggi esistenti solo sul Gruppo N. 2683-FD: devono essere collegati alla presa per la filodiffusione.

N. 2682. — 1 = all'antenna; 2 = al cond. variab. sez. oscillat. e alla griglia oscillatr.; 3 = al cond. variab. sez. aereo; 4 = alla griglia pilota; 5 = alla placca oscillatrice; 6 = al Gruppo M.d.F.; 7 = al discriminatore; 8 = al rivelatore M.d.F.; 9 = alla B.F.; 10 = al + aliment. anodica; 11 = attacco aliment. anodica per il Gruppo M.d.F.; 12 = tens. anodica per la placca oscill M.d.A.; 13 = cond. « by-pass » M.d.A.; 14 = al circuito per il CAV della M.d.F.; 15 = al circuito per il CAV della M.d.A.

N. 2682

N. 2683

N. 2738

Chiedete all'edicola

volume IX - 1961

Rivista mensile diretta da Giulio Borgogno

RADIO e TELEVISIONE

viene inviata in abbonamento e venduta alle Edicole in tutta Italia.

Agli abbonati in caso di cambio indirizzo è richiesto l'invio di Lire 50 con la comunicazione dell'indirizzo nuovo; in ogni caso è sempre molto importante precisare anche il vecchio indirizzo al quale la Rivista veniva spedita.

Per lo scambio di corrispondenza si prega unire il francobollo per la risposta.

PUBBLICITA':

Via dei Pellegrini, 8/4 - Telef. 593.478 - Milano

La Rivista accetta inserzioni pubblicitarie secondo tariffe che vengono inviate a richiesta delle Ditte interessate.

La Direzione, pur essendo disposta a concedere molto spazio alla pubblicità poichè questa interessa sempre gran parte dei lettori, avverte che ogni aumento di inserzioni non andrà mai a danno dello spazio degli articoli di testo perchè ogni incremento di pubblicità porterà ad un aumento del numero di pagine.

La Direzione si riserva la facoltà di rifiutare il testo, le fotografie e i disegni che non ritenesse adeguati all'indirizzo della rivista.

REDAZIONE E DIREZIONE:

Via dei Pellegrini, 8/4 - Telef. 593.478 - Milano

La responsabilità degli scritti firmati spetta ai singoli autori.

Manoscritti, disegni, fotografie non pubblicati non si restituiscono.

STAMPA:

Via dei Pellegrini, 8/6 - Telef. 542.924 - Milano

Tipografia propria: Grafica Tecnico Commerciale. Iscrizione presso il Tribunale di Milano al N. 3188. Direttore responsabile: Giulio Borgogno.

DIFFUSIONE:

Concessionaria per la diffusione alle Edicole in Italia: Diffusione Milanese - Via Soperga, 57 - Milano.

ABBONAMENTI:

Abbonamento a 6 numeri: lire 1600; a 12 numeri: lire 3060 - IGE compresa. Estero: lire 4000 (dollari 6).

I numeri arretrati costano lire 350; possono però essere compresi in conto abbonamento, se disponibili. Per l'invio di qualsiasi somma consigliamo servirsi del Conto Corrente Postale; è il mezzo più economico e sicuro. Modulo di versamento all'Ufficio Postale.

Il ns./Conto Corr. porta il N. 3/4545 - Milano.

SOMMARIO

Organo informativo dei commercianti di radio-TV ed apparecchi elettrodomestici - degli importatori e dei tecnici dell'industria del ramo - per la documentazione di categoria e la divulgazione tecnica

corso di
RADIOTECNICA

pubblicazione settimanale - 8 - 15 aprile 1961 - un fascicolo lire 150 28° numero

corso di RADIOTECNICA

settimanale a carattere culturale

Direzione, Amministrazione, Pubblicità:
Via dei Pellegrini 8/4 - Telef. 593.478
MILANO

Ogni fascicolo — contenente 3 lezioni — costa lire 150, acquistato alle edicole.

Se l'edicola risulta sprovvista, o si teme di rimanere privi di qualche numero, si chieda invio settimanale direttamente al proprio domicilio a mezzo abbonamento.

Il versamento per ricevere i 52 fascicoli costituenti l'intero Corso è di lire 6500 + I.G.E. = lire 6630. A mezzo vaglia postale, assegno bancario, o versamento sul conto corr. postale 3/41.203 del « Corso di RADIOTECNICA » - Via dei Pellegrini 8-4 - Milano.

In ogni caso, scrivere in modo molto chiaro e completo il proprio indirizzo.

L'abbonamento può essere effettuato in qualsiasi momento; si intende comprensivo delle lezioni pubblicate e dà diritto a ricevere tali lezioni, che saranno inviate con unica spedizione.

Estero: abbonamento al Corso, Lit. 8.500. ($ 15). Numeri singoli Lit. 300 ($ 0,50).

Per i cambi di indirizzo durante lo svolgimento del Corso, unire lire 100, citando sempre il vecchio indirizzo.

Fascicoli singoli arretrati — se disponibili — possono essere ordinati a lire 300 cadauno.

Non si spedisce contrassegno.

Distribuzione alle edicole di tutta Italia: Diffus. Milanese . Via Soperga, 57 - Milano.

Direttore responsabile: Giulio Borgogno.

Autorizzaz. N. 5357 - Tribunale di Milano.

Stampa: Intergrafica S.r.l. - Cologno Monzese.

La Direzione non rivende materiale radio; essa può comunicare, se richiesta, indirizzi di Fabbricanti, Importatori, Grossisti ecc. in grado di fornire il necessario ed ai quali il lettore può rivolgersi direttamente.

Alla corrispondenza con richiesta di informazioni ecc. si prega allegare sempre il **francobollo per la risposta.**

Parte del testo e delle illustrazioni è dovuta alla collaborazione del Bureau of Naval Personnel, nonchè al Dept. of the Army and the Air Force - U.S.A.

A chi può essere utile questo Corso? Anzitutto — stante la sua impostazione — il Corso, basato sull'esposizione in forma a tutti accessibile, della radiotecnica, dai suoi elementi basilari alla evoluzione più recente, rappresenta la forma ideale per tutti coloro che intendono dedicarsi all'elettronica, sia come forma ricreativa sia — soprattutto — per l'acquisizione di una professione specializzata che possa procurare loro una posizione di privilegio in seno alla società odierna.

Anno per anno, la nostra civiltà si indirizza sempre più verso questa meravigliosa, si potrebbe dire fascinosa, elettronica, che nel modo più evidente consente sviluppi impensati, progressi grandiosi e una rapida evoluzione di tutti gli altri rami dello scibile che essa tocca e influenza.

L'industria, tutta l'industria, nel senso più ampio, da quella elettrotecnica a quella meccanica, alla metallurgica, alla chimica ecc., con i suoi laboratori di ricerca e le sue fabbriche richiede, e richiederà sempre più, con un ritmo rapidamente crescente, tecnici specializzati con conoscenza dell'elettronica, tecnici specificatamente elettronici e persino operai e impiegati di ogni ordine e categoria con cognizioni di elettronica.

Si può dire che anche le branche commerciali, quelle dei trasporti e persino quelle amministrative con le recenti introduzioni delle calcolatrici, abbisognano di personale che conosca i principi dell'elettronica, le macchine relative, il loro pieno sfruttamento, la eventuale riparazione ecc. e, quanto più in modo completo, quanto meglio.

Nasce, da una tale situazione, una logica conseguenza: per la scelta di una professione o di un mestiere, per un miglioramento della propria posizione sociale, per l'intrapresa di una libera attività o anche per la sola acquisizione di cognizioni che indubbiamente verranno oltremodo utili, è quanto mai opportuno riflettere se non sia conveniente dedicare un po' di tempo allo studio di questa scienza che ha tra l'altro il pregio di rendersi immediatamente attraente, concreta, accessibile e foriera di moltissime soddisfazioni.

A questo scopo appunto, e con questi intenti, è stato redatto questo Corso.

Non mancano invero altri corsi (specie per corrispondenza) o scuole di radiotecnica, nè mancano (sebbene siano in numero del tutto inadeguato) scuole statali o pareggiate ma la struttura e l'impostazione che caratterizzano queste 156 lezioni sono alquanto particolari, presentando non pochi vantaggi sulle diverse altre forme di cui si è detto.

Anzitutto vogliamo porre in evidenza **il fattore economico.**

Frequentare regolarmente, durante tutto l'anno, una scuola è certo il modo più logico — anche se non il più rapido — per apprendere ma, tralasciando il fatto che rarissimi sono gli Istituti di radiotecnica, è a tutti possibile dedicarsi esclusivamente, e per l'intero anno, allo studio? Noi riteniamo che chi può farlo costituisca oggi assai più l'eccezione che la regola. Ciò significa infatti poter disporre liberamente del proprio tempo senza avere la necessità di un contemporaneo guadagno: il nostro Corso permette a chiunque di studiare a casa propria, nelle ore libere dal lavoro, senza abbandonare o trascurare quest'ultimo. Ciò caratterizza invero anche altri corsi, ma il vantaggio economico diviene notevole ed evidentissimo se si considera che di fronte all'esborso, anche se rateale, di quasi 80.000 lire che i corsi per corrispondenza richiedono, seguendo il nostro Corso la spesa in un anno risulta di poco più di 7500 lire (150 lire alla settimana presso un'edicola) o di 6630 lire totali, con recapito postale, settimanale, delle lezioni a domicilio.

E' superfluo dire che la Modulazione di Frequenza, i transistori, i circuiti stampati, la trasmissione, il telecomando ecc. sono argomenti integrali del Corso e non costituiscono motivo di corsi speciali, aggiunti o particolari.

Le lezioni di questo Corso — a differenza di molte altre — non sono stampate con sistemi di dispensa, a ciclostile, o con sistemi più o meno analoghi, derivanti cioè da un originale battuto a macchina da scrivere; esse sono stampate in uno stabilimento grafico, con chiari caratteri tipografici da cui deriva una assai più agevole lettura e — fattore certamente di non secondaria importanza — un contenuto molto più ampio, corrispondendo una pagina a stampa a tre o quattro pagine di quelle citate. Il lettore avrà, alla fine del Corso, un volume di ben 1248 pagine di grande formato!

Chiunque, indipendentemente dall'età, dalla professione e dalle scuole compiute **può seguire il Corso.** Alle esposizioni teoriche si abbinano numerose, attraenti, istruttive ed utili descrizioni che consentono la realizzazione di ricevitori, amplificatori, strumenti vari e persino di trasmittenti su onde corte.

A questo proposito è sintomatico il fatto che la Direzione non vuole assolutamente assumere la fisionomia di un fornitore o commerciante di materiale radio, rivendendo agli allievi le parti necessarie. Il materiale occorrente l'interessato può acquistarlo dove e come meglio crede e, assai spesso anzi, già ne dispone. Viene così evitato l'acquisto forzoso, caratteristico più o meno di tutti gli altri corsi.

Anche chi è già radiotecnico, anche chi ha seguito o segue altri corsi troverà il massimo tornaconto in questo completo ed aggiornato lavoro. Molte nozioni, è logico, saranno note, altre un po' meno e sarà utile rinfrescarle, e il tutto infine costituirà un manuale di consultazione, prezioso tanto per la teoria esposta quanto per i numerosi schemi, per le tabelle, per i grafici, gli elenchi, i dati, il vocabolario dei termini ecc.

Concludendo, si può affermare che questo **Corso di Radiotecnica** oltre che come insegnamento graduale si presenta come **enciclopedia e rivista assieme** ciò che permette di formare — con modestissima spesa — **il più completo, ricco, utile e pratico volume di radiotecnica di cui sia dato oggigiorno disporre.**

SEMICONDUTTORI: IL DIODO A CRISTALLO

Tutti gli argomenti che abbiamo fino ad ora considerato, a partire dalla teoria molecolare ed atomica, fino all'analisi del funzionamento di un ricevitore supereterodina a modulazione di frequenza, costituiscono — in un certo senso — lo studio dettagliato della cronistoria dell'elettronica, almeno per quanto riguarda la radiotecnica dal punto di vista delle telecomunicazioni. In altre parole, abbiamo esaminato fino ad ora l'evoluzione di questa scienza, considerando i vari sviluppi in ordine corrispondente pressochè alla loro successione nel tempo, così come tale evoluzione si è verificata effettivamente in questi ultimi decenni.

Siamo ora arrivati ad un punto in cui è possibile addentrarci nel campo dell'elettronica più recente. Con ciò non intendiamo dire, naturalmente, che un ricevitore a modulazione di frequenza possa essere considerato un apparecchio concettualmente superato. Infatti, abbiamo affermato che questo sistema delle radiocomunicazioni ha preso uno sviluppo tale da sostituire sempre più il sistema a modulazione di ampiezza. Vogliamo riferirci, in particolare, all'avvento dei transistori, i quali — come già abbiamo avuto occasione di constatare — tendono sempre più a sostituirsi alle valvole termoioniche, sia per l'amplificazione in Alta che in Bassa Frequenza, sia per la rivelazione in A.M ed in F.M., sia per altre applicazioni elettroniche (in particolare nel campo delle calcolatrici) che in seguito conosceremo.

Il concetto e la caratteristica principale di un corpo semiconduttore non è nuovo al lettore: abbiamo infatti visto come una sostanza semiconduttrice — ad esempio l'ossido di rame o l'ossido di selenio — consenta il passaggio della corrente elettrica in un'unica direzione, permettendo così la rettificazione della corrente alternata senza l'impiego di una valvola.

Alla lezione 9ª abbiamo appreso, inoltre, come sia possibile utilizzare altre sostanze semiconduttrici — ad esempio, il germanio o il silicio — oltre che per lo scopo citato, anche per un altro tipo di rettificazione, e precisamente per la rivelazione di correnti ad Alta Frequenza. In tale applicazione, l'uso dei semiconduttori è stato notevolmente perfezionato; si è riusciti tra l'altro, ad ottenere, da parte degli elementi rettificatori, caratteristiche di stabilità e uniformità costruttiva tali che oggi un diodo a cristallo è di gran lunga preferibile ad una valvola per gli impieghi nei circuiti ad Alta Frequenza.

Le diverse applicazioni che hanno dato origine agli attuali sviluppi della tecnica dei semiconduttori, grazie ai vantaggi offerti, hanno stimolato l'iniziativa delle industrie e le ulteriori ricerche da parte degli scienziati; si è aperto — con i risultati dei nuovi studi — un nuovo, immenso campo della tecnica elettronica.

E' perciò giunto il momento di analizzare anche questo ramo, iniziando dalla teoria sul funzionamento e sul comportamento delle diverse sostanze semiconduttrici.

Scopo principale di questa lezione è dunque spiegare i principi basilari del funzionamento dei semiconduttori. Gli argomenti qui considerati sono necessari per chiarire alcuni nuovi concetti, in quanto la teoria inerente i transistori è radicalmente diversa da quella fino ad ora considerata per le valvole: per questo motivo, qualora il lettore non abbia acquistato una sufficiente familiarità con la teoria della struttura atomica, sarà opportuno che ne rilegga la lezione relativa pubblicata all'inizio del presente Corso (lezione 4ª).

I SEMICONDUTTORI

Sono oramai universalmente noti i transistori: essi tuttavia costituiscono soltanto una parte della gamma dei dispositivi realizzati mediante l'impiego dei semiconduttori. Nella categoria dei semiconduttori sono inclusi — e vengono anche prima, in ordine di tempo — anche i diodi al « germanio », impiegati come rivelatori, discriminatori, interruttori e limitatori, nonchè i diodi al silicio, impiegati comunemente, oltre che per gli scopi ora menzionati, persino come mescolatori nei circuiti di conversione di ricevitori televisivi se funzionanti su frequenze assai elevate (canali U.H.F.).

Il vecchio ricevitore a galena, basato sull'impiego di un pezzo di tale materiale detto in linguaggio chimico « solfuro di piombo », e del cosidetto « baffo di gatto », costituisce — come abbiamo altrove detto — una delle più antiche applicazioni dei semiconduttori nel campo della radiotecnica.

Il funzionamento dei transistori, e quello dei diodi a cristallo, dipende dunque dalle caratteristiche elettriche di una categoria di sostanze, note col nome di semiconduttori. Con questo nome, si definiscono le sostanze solide la cui conduttività è maggiore di quella delle sostanze isolanti, ma molto inferiore a quella dei buoni conduttori.

In determinati casi, i materiali semiconduttori si comportano esattamente come corpi isolanti, e solò in seguito al verificarsi di particolari condizioni (introdu-

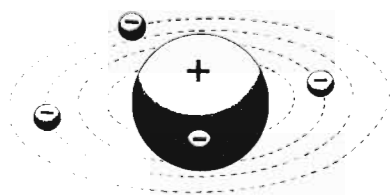



Fig. 1 - Gli elettroni, o cariche negative, gravitano intorno al nucleo, costituito da cariche positive di pari entità, descrivendo delle orbite regolari. Nei corpi conduttori, gli elettroni delle orbite esterne possono allontanarsi dall'atomo.

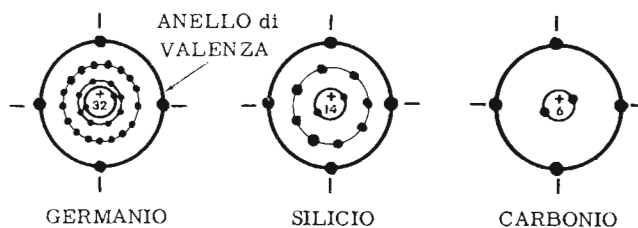



Fig. 2 - Nell'esempio illustrato, si nota che l'atomo di germanio, quello di silicio, e quello di carbonio, pur differendo nel numero di elettroni totale, hanno in comune la caratteristica di avere quattro elettroni nelle orbite esterne, ossia quattro valenze.

zione di impurità, aumento di temperatura, ecc.) assumono le prerogative elettriche sfruttate dall'elettronica.

Il germanio ed il silicio, combinati — come vedremo tra breve — con alcune impurità, sono i tipi più comuni di semiconduttori. Esistono anche altre sostanze aventi proprietà analoghe, che però non vengono impiegate diffusamente così come quelle cui abbiamo ora accennato. I principi che determinano il comportamento del germanio e del silicio possono essere applicati facilmente anche a dette sostanze; per questo motivo possiamo occuparci esclusivamente delle applicazioni del germanio e del silicio.

ELETTRONI e CAVITA' nei SEMICONDUTTORI

Il più recente concetto associato alla teoria del funzionamento dei transistori, è che esistono due tipi di correnti — diverse e distinte — che possono scorrere in un semiconduttore. Una di esse è la ben nota corrente elettronica, che consiste nello spostamento di elettroni liberi o « in eccesso », sotto l'influenza di un campo elettrico. In questo caso si ha appunto la « conduzione per eccesso », in quanto gli elettroni presenti in abbondanza nella struttura atomica della materia in prossimità dell'elemento negativo, si spostano verso il terminale positivo dove invece essi risultano in difetto.

Il secondo tipo di corrente costituisce invece la conduzione « per deficit », detta anche « di cavità », la quale si verifica in quei materiali in cui il grado di valenza chimica che unisce tra loro gli atomi di vari elementi, viene indebolito a causa della mancanza di elettroni. Questa mancanza di elettroni lascia dei vuoti o cavità nella struttura molecolare, da cui il nome al tipo di corrente.

Ricordiamo a questo proposito, che gli atomi di uno stesso elemento, o anche di vari elementi riuniti in un determinato rapporto quantitativo per formare una sostanza, si allacciano — per così dire — gli uni agli altri, costituendo così delle molecole, grazie alla cosiddetta « valenza ». La valenza può essere considerata come un rapporto tra il numero di atomi di idrogeno che potrebbero entrare a far parte di una molecola di una determinata sostanza, ed il numero di atomi di un altro elemento che potrebbero sostituirli per formare una sostanza diversa, altrettanto stabile.

Come in ogni altro campo scientifico, anche nei confronti della valenza è stata stabilita una unità di misura: l'idrogeno — infatti — ha una valenza pari a 1, mentre — ad esempio — l'ossigeno, ha una valenza pari a 2.

Ricorriamo, per maggior chiarezza, ad un esempio: dalla chimica apprendiamo che l'acqua è una sostanza chimicamente stabile, e che una molecola di acqua è costituita da un atomo di ossigeno e da due atomi di idrogeno (H_2O), come abbiamo visto alla lezione 11ª. Risalendo ora al concetto di valenza, osserviamo che per creare una molecola stabile di acqua, nella quale è presente un atomo di ossigeno (O), ne occorrono due di idrogeno (H_2). Se gli atomi di idrogeno fossero tre, o uno solo, la molecola sarebbe chimicamente instabile, e tenderebbe automaticamente a perdere un atomo di idrogeno nel primo caso, o ad assimilarne uno nel secondo, per completarsi nella formula dell'acqua, H_2O.

Analogamente, la molecola di metano consta di un atomo di carbonio (C), e di quattro atomi di idrogeno (H_4). Ciò significa che, come abbiamo visto, l'atomo di idrogeno ha solamente una valenza, e, se ne occorrono quattro per formare una molecola chimicamente stabile di metano, l'atomo di carbonio deve necessariamente avere quattro valenze. La formula chimica del metano è infatti CH_4.

Vediamo ora cosa accade in una sostanza a base — ad esempio — di silicio. Esiste una sostanza, denominata « siliciuro di carbonio », la cui formula è CSi. Confrontando questa formula con quella del metano, notiamo che per sostituire quattro atomi di idrogeno (H_4) è stato sufficiente un solo atomo di silicio (Si). Dal momento che il carbonio ha — come abbiamo visto — quattro valenze, ciò significa che anche il silicio ne ha quattro.

I due atomi possono quindi equilibrarsi a vicenda, in quanto ciascuno di essi ha quattro valenze che vengono — per così dire — soddisfatte dalle quattro valenze dell'altro.

Se creiamo volutamente un composto formato da molecole nelle quali gli atomi di silicio e quelli di carbonio non siano in numero eguale, otteniamo una sostanza incompleta, in quanto alcune valenze restano libere, lasciando dei vuoti detti — ripetiamo — cavità. Se ai capi di un frammento di tale materiale viene applicato un campo elettrico, ossia una differenza di potenziale, gli elettroni si spostano di vuoto in vuoto, per completare la struttura degli allacciamenti tra gli atomi, do-

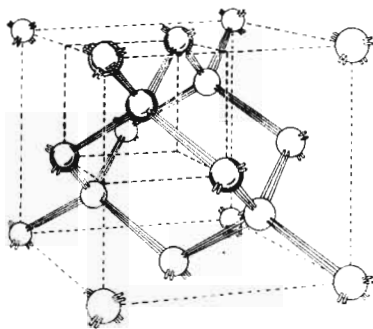



Fig. 3 - Rappresentazione tridimensionale di una struttura cristallina. Si notino i legami di co-valenza.

LEGAMI COVALENTI

Fig. 4 - Rappresentazione bidimensionale della struttura cristallina di figura 3. La forza che unisce gli atomi è dovuta a due valenze.

vuti alle valenze; in tal modo, dal momento che ogni spostamento di un elettrone determina lo spostamento di una cavità in senso opposto, si crea un movimento apparente di tali cavità attraverso il materiale, in senso opposto a quello degli elettroni. Il lettore ricorderà che questo concetto è già stato spiegato sommariamente a pagina 322, figura 1.

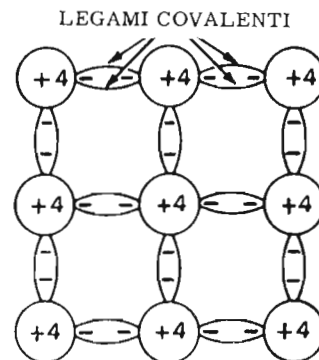
Il movimento apparente di tali vuoti presenta una certa analogia col movimento delle bolle di vapore in un recipiente ricolmo di liquido in ebollizione: in questo caso, infatti, ogni goccia d'acqua che evapora sul fondo sale alla superficie, ed il posto lasciato di conseguenza libero viene immediatamente riempito da una corrispondente quantità d'acqua. In altre parole, avvengono contemporaneamente due movimenti, di cui uno verso l'alto costituito dalle bolle, (le quali sono paragonabili alle cavità), ed uno verso il basso, costituito dalle goccie d'acqua (paragonabili agli elettroni), che sosostituiscono le prime. Analogamente, il movimento delle cavità, elettricamente positive, avviene in senso opposto a quello degli elettroni, ossia delle cariche negative.

Dal momento che la cavità considerata non è che una assenza di un elettrone, essa è di conseguenza una carica positiva: inoltre dal momento che si sposta in una determinata direzione, costituisce una vera e propria corrente.

Si può quindi parlare di una **corrente di cavità**, ossia di uno **spostamento di cariche positive** attraverso il semiconduttore.

Una breve ricapitolazione in merito alla struttura atomica delle sostanze cristalline — ripetiamo — può aiutare il lettore a comprendere tale forma di conduzione. Ricordiamo che, per sostanza cristallina, si intende una sostanza nella quale gli atomi sono reciprocamente sistemati in un ordine regolare.

STRUTTURA ATOMICA

Come sappiamo, ogni atomo consiste in un nucleo positivo che contiene un certo numero di protoni, e che — a sua volta — è circondato da un egual numero di elettroni che ruotano nelle rispettive orbite (vedi **figura 1**). Ciascuna orbita non può contenere elettroni in numero superiore ad un massimo, che dipende dalla natura dell'elemento.

Quando un'orbita contiene il numero massimo di elettroni, può essere considerata completa. In molti tipi di atomi, le orbite più interne sono sempre complete, mentre quella più esterna può, invece, essere incompleta. Le prime, unitamente al nucleo atomico, costituiscono il nucleo ionico avente una carica nettamente positiva. Tale nucleo può essere considerato completamente inattivo agli effetti delle reazioni chimiche e dei fenomeni elettrici. Le caratteristiche chimiche ed elettriche di quella data sostanza vengono determinate unicamente in base alle caratteristiche dell'orbita elettronica esterna.

STRUTTURA di un CRISTALLO

Alcuni degli elettroni esterni determinano la caratteristica di «valenza chimica» nei confronti degli atomi adiacenti. Le «valenze» propriamente dette, che tengono gli atomi rigidamente nella loro posizione nelle sostanze cristalline, sono stabili per un determinato numero di elettroni.

L'atomo di germanio — ad esempio — ha 32 elettroni che ruotano intorno al nucleo; ventotto di essi sono strettamente legati al nucleo stesso, mentre i rimanenti quattro prendono parte attiva alle reazioni chimiche, ed hanno notevole importanza agli effetti del funzionamento dei transistori: l'atomo di germanio, unitamente a quello di silicio e di carbonio, è illustrato alla **figura 2**.

E' opportuno notare che il silicio assomiglia al gernio in quanto entrambi hanno in comune la caratteristica di essere tetravalenti, ossia, in entrambi, solo quattro degli elettroni esterni possono partecipare alle reazioni chimiche. Ognuna delle quattro valenze di ogni singolo atomo costituisce il legame con uno dei quattro più vicini. In altre parole, tali elettroni, accoppiati a due a due, sono comunemente noti come legami di co-valenza, e costituiscono l'anello di congiunzione tra le coppie di atomi adiacenti: determinano — cioè — la causa della coesione tra di essi nelle strutture cristalline, come accade — ad esempio — nella struttura del silicio e del germanio.

La struttura cristallina tridimensionale illustrata nella **figura 3** illustra i legami di co-valenza che uniscono gli atomi tra loro. L'insieme è ridisegnato in maniera bidimensionale nella **figura 4**, nella quale si può notare

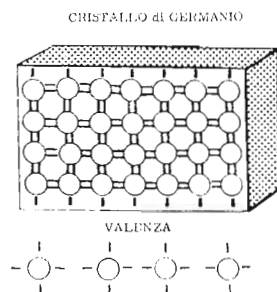



Fig. 5 - Rappresentazione schematica della struttura del germanio puro. Come si nota, tutte le valenze sono allacciate a due a due tra gli atomi. Le valenze esterne superiori si intendono allacciate a quelle inferiori.

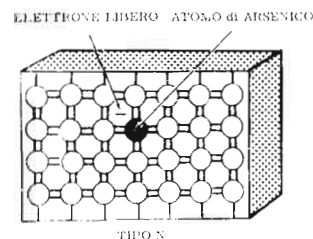



Fig. 6 - La presenza di un atomo di impurità, ad esempio di arsenico, nel germanio, comporta la presenza di una valenza libera, ossia di un elettrone libero di muoversi internamente al cristallo. In questo caso il semiconduttore è del tipo « n ».

che ogni allacciamento tra due atomi adiacenti è dovuto a due elettroni, uno per atomo, il che determina un legame stabile.

Per semplicità di esposizione, ed in riferimento ai due elementi cui abbiamo or ora accennato, supponiamo che, dal momento che gli elettroni delle orbite interne sono inseparabili dal nucleo, essi costituiscano con questo un nucleo vero e proprio. Detto nucleo ha una propria carica positiva pari a 4, bilanciata dalla eguale carica negativa costituita dai quattro elettroni che ruotano all'esterno. Questa condizione è appunto quella illustrata nella figura 2.

CARATTERISTICHE del GERMANIO

La **figura 5** rappresenta la struttura cristallina del germanio puro. Non è difficile notare che tutti gli atomi sono equidistanti tra loro, e che nello spazio interposto tra ogni coppia di essi, si trovano esattamente due valenze, corrispondenti a due elettroni, o cariche negative.

Nella struttura cristallina del germanio puro esiste una condizione di equilibrio secondo la quale tutte le forze di attrazione e di repulsione tra gli atomi e gli elettroni, si bilanciano reciprocamente con la massima esattezza.

Il germanio, allo stato puro, si comporta come un elemento isolante; ciò è vero in quanto non esistono in questo elemento elettroni mobili atti a permettere il passaggio di una corrente elettrica. Tuttavia, a causa della agitazione termica, già alla normale temperatura ambiente, alcuni elettroni acquistano una energia sufficiente a spezzare i legami che li trattengono divenendo perciò elettroni liberi. Questi elettroni, potendo spostarsi liberamente attraverso la struttura cristallina, sono disponibili per costituire una eventuale corrente in movimento.

In conseguenza a questo fenomeno, sia il germanio che il silicio vengono classificati tra i corpi semiconduttori piuttosto che tra quelli isolanti.

Quasi tutti i dispositivi, il cui funzionamento è basato sulle caratteristiche dei semiconduttori, permettono il passaggio della corrente più facilmente in un senso che nell'altro; per questo motivo essi possono essere usati sia come rettificatori che come diodi rivelatori. Inoltre, il passaggio di detta corrente può essere quantitativamente variato mediante l'influenza di condizioni fisiche o di forze esterne, come ad esempio la luce, il calore o i campi elettrici. Quest'ultima proprietà ha reso possibile la realizzazione del transistore.

Se un piccolo frammento di germanio o di silicio, i cui allacciamenti interatomici siano stati interrotti, viene sottoposto ad un campo elettrico, si ha la presenza di **due** correnti di diverso genere. La prima è costituita dagli elettroni che si spostano nella direzione della forza applicata, ed è la nota corrente elettrica: la seconda è invece costituita dalle cavità che si spostano in senso inverso a quello degli elettroni.

In altre parole, un atomo contenente una cavità, può prelevare un elettrone da un atomo neutro adiacente, ed in tal modo — mentre il primo viene completato — il secondo assume le caratteristiche che aveva il primo, in quanto resta a sua volta privo di un elettrone. Detta cavità può quindi spostarsi da un atomo all'altro attraverso il materiale. In effetti, essa si comporta esattamente come se fosse un elettrone caricato positivamente.

L'effetto di tali spostamenti, considerato nei confronti di tutti gli atomi costituenti il cristallo, può quindi essere paragonato ad una corrente di cariche elettriche positive.

Come si è detto, le due correnti prendono il nome di corrente elettronica e corrente di cavità.

ELEMENTI DONATORI e RICETTORI

Se una impurità, ad esempio una minima quantità di arsenico, viene inserita in un semiconduttore come il germanio o il silicio (vedi **figura 6**), una eventuale differenza di potenziale applicata ai capi di un frammento della sostanza così costituita, determina una corrente elettronica più intensa che non quella di cavità. Ciò deriva dal fatto che ogni atomo di arsenico, provvisto di cinque valenze dovute alla presenza di cinque elettroni nell'orbita esterna, allorchè viene introdotto nel germanio o nel silicio come minima quantità di impurità, causa lo spostamento di un atomo di tale elemento, e costituisce 4 possibilità di allacciamento usufruendo di 4 dei suoi elettroni di valenza che si allacciano con le valenze disponibili nella struttura cristallina. L'elettrone restante non ha a disposizione altri elettroni con i quali allacciarsi, e — di conseguenza — rimane libero di muoversi internamente al cristallo.

Un semiconduttore in cui si abbia un **eccesso di elet-**

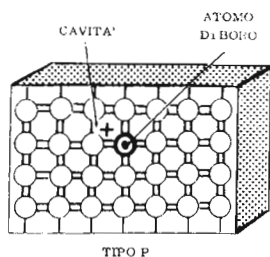



Fig. 7 - Se l'impurità aggiunta al cristallo di germanio è — ad esempio — un atomo di boro invece che di arsenico, si ha una « cavità » libera invece di un elettrone. Essa rappresenta una carica positiva, ed in tal caso il semiconduttore è del tipo « p ».

Fig. 8 - Una giunzione è formata da due strati, di cui uno di tipo « n », ed uno di tipo « p ». La diversa polarità costituisce una carica statica.

troni, come al esempio il germanio con arsenico, viene classificato come sostanza del tipo « **n** », in quanto il **mezzo vettore della corrente di passaggio è costituito da elettroni negativi.**

L'arsenico, il fosforo, l'antimonio ed altre impurità che possono essere utilizzate per la produzione di semiconduttori del tipo « n » vengono chiamati **donatori**.

Se una impurità diversa dal citato arsenico, ad esempio il boro, viene aggiunta all'elemento semiconduttore, la sostanza risultante ha un eccesso di cavità positive. Ciò deriva dal fatto che il boro ha soltanto tre elettroni di valenza, ossia ha un numero di valenze insufficiente per completare la struttura chimica del cristallo. Ne consegue che, allorchè un atomo di boro sposta un atomo di germanio, una delle valenze corrisponde ad una cavità, ossia ad una mancanza di un elettrone (vedi **figura 7**).

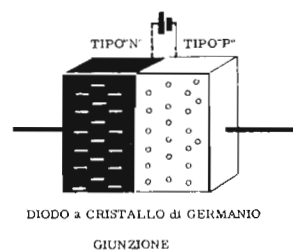
Questa cavità, o insufficienza di allacciamento tra gli atomi, può essere colmata da una valenza (elettrone) di un atomo adiacente, il quale, a sua volta, lascia un'altra cavità nell'atomo dal quale proviene.

Si può perciò dire che la cavità stessa si muove e contribuisce con ciò a dare una certa conduttività alla sostanza alla quale appartiene. I semiconduttori aventi un **eccesso di cavità** vengono detti di tipo « **p** ». L'alluminio, il gallio, l'indio, il boro, ed altre **impurità che permettono la produzione di semiconduttori del tipo « p » vengono denominati elementi « ricettori ».**

Allo scopo di aiutare il lettore a ricordare la classificazione dei due tipi di semiconduttori, citiamo una regola mnemonica derivante dalla lingua inglese. La parola « *doNor* » (parola inglese che significa donatore) contiene la lettera *N*, per cui gli elementi donatori sono del tipo « n »: analogamente la parola « *accePtor* » (in italiano ricettore) contiene la lettera *P*, e gli elementi ricettori sono appunto del tipo « p ».

Si noti infine che, mentre le valvole termoioniche sono basate sulla conduzione di elettroni, ciò non sussiste nel caso dei transistori; il loro funzionamento infatti non è basato esclusivamente sul movimento degli elettroni, bensì anche su quello ora visto delle cavità.

Il DIODO a GIUNZIONE

La **figura 8** illustra la giunzione di due sostanze semiconduttrici, di cui una del tipo *n* ed una del tipo *p*, ai capi della quale non è applicata alcuna differenza di potenziale. Nella regione di tipo *n* si ha, come sappiamo, abbondanza di elettroni (cariche negative), mentre nella regione di tipo *p* si ha abbondanza di cavità (assenza di elettroni, ossia cariche positive).

Si ha così un classico esempio di diodo a cristallo di germanio, del tipo a giunzione. In pratica, un diodo di questo tipo può essere considerato come un condensatore avente una certa carica, in quanto una delle armature è positiva, mentre l'altra è negativa. La linea, o meglio il piano che separa le due sostanze (barriera isolante), assume le funzioni che il dielettrico ha nei confronti del condensatore vero e proprio.

L'unica differenza tra il condensatore e il diodo risiede nel fatto che, mentre attraverso il primo si ha un impulso di corrente di spostamento, se viene sottoposto ad una differenza di potenziale a corrente continua, ed una vera e propria corrente di spostamento se sottoposto ad una tensione alternata, senza però che gli elettroni possano trasferirsi effettivamente da un elettrodo all'altro, nel diodo a cristallo si hanno invece due correnti elettriche attraverso la barriera isolante, ciascuna in un senso se il potenziale applicato è a corrente continua e di polarità favorevole al senso di conduzione, e ciascuna alternativamente nei due sensi, se il potenziale è invece alternato. Ovviamente, in quest'ultimo caso, a causa delle proprietà intrinseche del diodo come rettificatore, tali correnti hanno un'intensità massima in una direzione, e minima nell'altra.

Quando una tensione a corrente continua viene applicata ai capi di tale giunzione, l'intensità della corrente che può scorrere internamente ad essa è in relazione — ripetiamo — alla polarità del potenziale applicato. In pratica, una giunzione come quella di cui si è detto, si presenta come un unico frammento di materiale (ossia come un unico cristallo), pur essendo diverse le caratteristiche elettriche dei due lati opposti.

La costruzione di una giunzione *p-n* viene effettuata mediante un processo molto complesso; non è possibile ottenere un risultato soddisfacente, mettendo semplicemente in contatto tra loro due quantità di sostanza rispettivamente del tipo *n* e del tipo *p*. Dal momento quindi che non è possibile produrre tali giunzioni meccanicamente, sono stati elaborati due sistemi, uno noto col nome di « giunzione a fusione o lega » e l'altro col nome di « giunzione per accrescimento ».

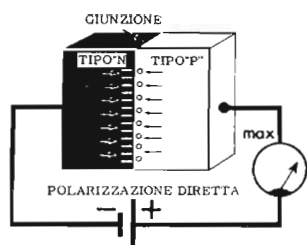



Fig. 9 - Applicando ai capi della giunzione una tensione con polarità favorevole, si ha il passaggio della massima corrente (diretta).

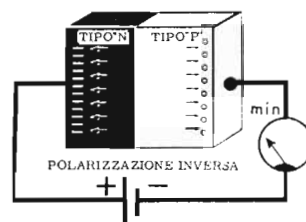



Fig. 10 - Se invece la tensione applicata è nel senso sfavorevole, si ha il passaggio di una corrente minima, (detta inversa).

La giunzione per accrescimento viene effettuata apportando delle variazioni alla fusione (ossia al germanio o al silicio ad alto grado di purezza ed allo stato di fusione) mediante l'aggiunta di impurità. All'inizio del processo di cristallizzazione, si aggiunge una impurità di un tipo, mentre verso la metà del processo si aggiunge una impurità del tipo opposto. Si ottiene la giunzione allorchè il materiale fuso si convèrte dal tipo *p* al tipo *n*, o viceversa.

La giunzione a fusione — invece — viene prodotta introducendo una particella minima di indio tra due strati di germanio del tipo *n*, e facendo in modo che detti strati fondano mediante l'applicazione di una certa temperatura. Allorchè si verifica la fusione, la presenza dell'indio determina la formazione del germanio del tipo *p* immediatamente al di sotto della superficie. Si ha perciò una giunzione del tipo *p-n* tra detta regione e la parte restante dei due strati sovrapposti del tipo *n*.

Nell'eventualità che una giunzione *p-n* venga collegata ad una sorgente di energia in modo tale che il terminale negativo sia in contatto col materiale di tipo *n* (**figura 9**), gli elettroni liberi si spostano da detto terminale positivo in direzione della giunzione, nel qual punto essi si combinano con gli elettroni liberi del materiale di tipo *n*.

In tali condizioni, la giunzione permette il libero scambio di cariche positive e negative (cavità ed elettroni), per cui può aver luogo un passaggio di corrente di intensità relativamente notevole. Una differenza di potenziale avente tale polarità viene definita « tensione di polarizzazione diretta ».

Se la polarità della tensione applicata alla giunzione viene invertita, le cavità presenti nel materiale di tipo *p* vengono attirate in modo che si allontanino dalla giunzione e si dirigano verso il terminale negativo della tensione applicata. Analogamente, nel materiale di tipo *n*, gli elettroni si dirigono verso il terminale positivo fino al momento in cui l'attrazione contraria delle cariche presenti negli atomi immobili di impurità, ne arresta il passaggio. In questo caso, la regione che si trova in prossimità della giunzione resta priva sia di elettroni che di cavità, per cui diventa isolante. Detta regione assume allora caratteristiche tali da costituire uno strato separatore detto appunto **barriera**. Ciò non deve essere inteso nel senso che esiste una vera e propria barriera fisica; il suo effetto può essere considerato semplicemente potenziale. La barriera infatti, non è altro che un isolamento temporaneo, causato dall'assenza di elettroni e di cavità. Una differenza di potenziale applicata con tale polarità viene denominata «tensione di polarizzazione inversa» (vedi **figura 10**).

In tali condizioni, la resistenza interna assume un valore molto alto, per cui l'intensità della corrente che circola è minima, mentre — contemporaneamente — si sviluppa un forte campo elettrostatico. La debole corrente inversa così prodotta viene denominata « corrente inversa di saturazione ».

Il DIODO a PUNTA di CONTATTO

Se il materiale del tipo *p* viene messo in contatto con una punta metallica, e se il metallo che la costituisce viene reso più negativo del materiale stesso mediante una sorgente esterna, la punta di contatto fornisce elettroni al semiconduttore che ne è relativamente privo. Analogamente, il materiale del tipo *n* ha — come sappiamo — un eccesso di elettroni. Una punta metallica in contatto con quest'ultimo, avente un potenziale positivo, asporta elettroni dal cristallo lasciando al loro posto delle cavità. Questo fenomeno è noto col nome di « iniezione di cavità ». Vi sono numerosi tipi di diodi a cristallo, attualmente impiegati nell'industria elettronica, del tipo a « punta di contatto ». Questo tipo di diodo si differenzia da quello a giunzione, o a lega, per il fatto che consta di un solo elemento semiconduttore, e precisamente o di un frammento di germanio (tipo *n*), o un frammento di silicio (tipo *p*). Durante il processo di fabbricazione, (sul quale non ci dilunghiamo in quanto esso costituisce un argomento che esula dallo scopo di questo Corso), in prossimità della punta di contatto, alla quale fa capo uno dei poli del diodo, si forma — per così dire — una regione di tipo opposto a quello che costituisce il cristallo stesso. In altre parole, se il cristallo è di germanio, si forma una piccola regione di tipo *p*, e se è invece di silicio, la regione che viene a crearsi immediatamente intorno al punto di contatto è di tipo *n*. Il motivo per cui ciò si verifica non è ancora chiaro, e non è possibile enunciare in termini accessibili una teoria che possa spiegare il fenomeno della formazione di questa regione. Ci limitiamo pertanto ad affermare che il diodo a punta di contatto è nato in se-

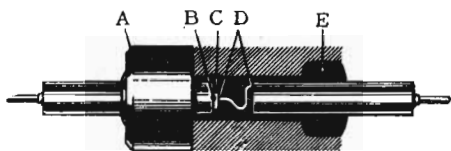



Fig. 11 - Struttura interna di un diodo a cristallo, del tipo a punta di contatto. A) Involucro esterno; B) Supporto del cristallo; C) Cristallo; D) Punta di contatto (baffo di gatto); E) Guarnizione ermetica. I due terminali di uscita sono isolati dall'involucro.

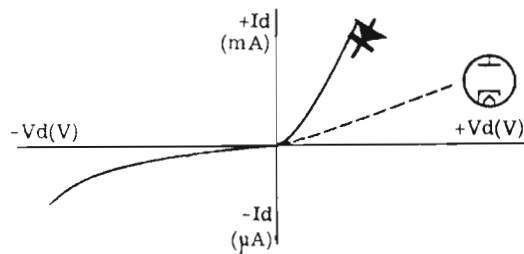



Fig. 12 - Confronto tra la curva caratteristica di un diodo a cristallo, e quella di un diodo a valvola. Come si nota, nel diodo a cristallo l'aumento di corrente è proporzionalmente maggiore dell'aumento di tensione, contrariamente a quanto avviene nella valvola, nella quale la variazione è pressochè lineare.

guito a prove sperimentali di laboratorio, e che è stato successivamente perfezionato fino a renderlo adatto all'impiego come rivelatore di onde a frequenza elevatissima. La struttura interna di un diodo di questo tipo è illustrata alla **figura 11**.

L'IMPIEGO dei DIODI a CRISTALLO

Come abbiamo già avuto occasione di constatare, il diodo a cristallo offre notevoli vantaggi rispetto al diodo a vuoto di cui ci siamo occupati a fondo nella lezione 43ª. Esso non necessita — innanzitutto — di una tensione di accensione, in quanto privo di filamento. In secondo luogo, specie nel caso del tipo a punta di contatto, ha una capacità interelettrodica che può essere considerata trascurabile. Infine, particolare di non lieve importanza, viene realizzato in dimensioni talmente ridotte, che il volume di un diodo a valvola, sia pure il più piccolo, potrebbe comodamente contenerne un centinaio.

Nel suo aspetto, il diodo a cristallo si presenta come illustrato alla figura 14 di pagina 61, che ne rappresenta alcuni esemplari. Il cristallo è normalmente contenuto in un involucro di vetro o di metallo, dal quale escono due terminali, facenti capo — a seconda del tipo — ai due elementi della giunzione, oppure al cristallo ed alla punta di contatto.

In questi ultimi anni, il numero di impieghi in cui il diodo a cristallo ha trovato corrente applicazione è notevolmente aumentato. A parte la miniaturizzazione nel campo degli apparecchi radio, questi diodi vengono vantaggiosamente impiegati negli strumenti di misura (voltmetri a valvola, ponti, ecc.) ed in apparecchiature a carattere industriale, come ad esempio le calcolatrici elettroniche.

Il vantaggio principale che il diodo a cristallo offre nei confronti del tipo a valvola, oltre a quelli relativi all'accensione ed alle dimensioni, precedentemente citati, consiste nel fatto che esso sopporta tensioni abbastanza elevate, e consente la rettificazione anche di tensioni talmente deboli da non riuscire a determinare una corrente anodica apprezzabile in un diodo a valvola, nemmeno durante i picchi positivi della tensione alternata da rettificare.

La **figura 12** illustra il confronto tra la curva caratteristica di un diodo a valvola, e quella di un diodo a cristallo. Dal confronto diretto, risultano evidenti alcune differenze che sono di importanza notevole agli effetti di determinate applicazioni.

Come sappiamo, in un diodo a valvola, la corrente anodica aumenta progressivamente con l'aumentare della tensione positiva applicata tra anodo e catodo attraverso il carico, secondo un rapporto pressochè lineare, almeno per un lungo tratto della curva.

Nel diodo a cristallo — invece — raddoppiando, ad esempio, l'ampiezza della tensione applicata, si ha un aumento della corrente pari a più del doppio del valore iniziale. Ciò significa che la conduttività del diodo, nei confronti di una polarizzazione diretta, varia secondo una legge esponenziale, e non lineare.

Un'altra differenza di notevole importanza, della quale è indispensabile tener conto in determinate applicazioni, è la seguente: allorchè la placca di un diodo a valvola viene polarizzata con un potenziale negativo rispetto al catodo, detta placca respinge completamente gli elettroni emessi dal catodo. Ciò significa, in altri termini, che nel diodo a valvola la corrente inversa è zero, ossia non esiste. Per contro, nel diodo a cristallo, nonostante la caratteristica di cattiva conduttività nei confronti della tensione inversa, la corrente da essa provocata non è mai pari a zero.

Infatti, per quanto elevata sia la resistenza offerta al passaggio di una corrente, e per quanto ridotta sia l'ampiezza della tensione che la provoca, quando il circuito è chiuso attraverso un diodo a cristallo collegato nel senso sfavorevole al passaggio della corrente, questa non è mai di intensità pari a zero.

Ovviamente, il valore della corrente inversa è tale da poter essere considerato, nella maggior parte dei casi, assolutamente trascurabile.

Proseguendo nel confronto tra il diodo a cristallo ed il diodo a valvola, citiamo un'altra differenza degna di nota: le caratteristiche di funzionamento del primo, sia esso a giunzione o a punta di contatto, sono strettamente legate alla temperatura di funzionamento, cosa che non accade invece col diodo a valvola. E' questo un particolare di notevole importanza, specie nei casi in cui, in alcune applicazioni, esistono due o più diodi il cui funzionamento è interdipendente, in quanto i circuiti funzionano in modo simmetrico rispetto a determinati punti e a determinate tensioni di segnale.

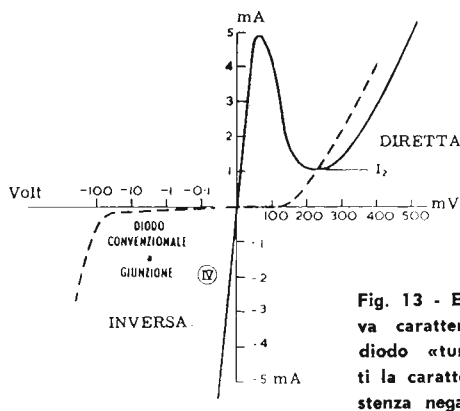



Fig. 13 - Esempio di curva caratteristica di un diodo «tunnel». Si noti la caratteristica di resistenza negativa (gomito).

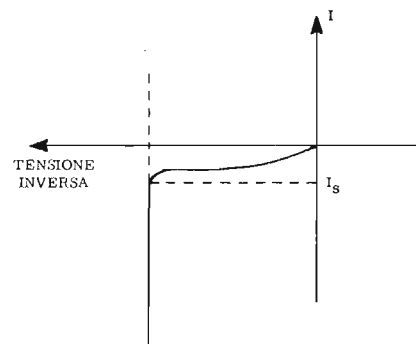



Fig. 14 - Esempio di curva caratteristica di un diodo «Zener». Oltre un certo limite della tensione inversa, la corrente inversa aumenta bruscamente per poi rimanere costante.

Impiego come rettificatore

Nel caso in cui un diodo a cristallo venga impiegato per la rettificazione di una corrente alternata — negli strumenti di misura o nei circuiti di alimentazione a bassa tensione — l'ammontare della corrente inversa che si manifesta durante le alternanze negative della tensione da rettificare non è mai tale — ripetiamo — da compromettere seriamente il funzionamento. Ciò ne consente l'impiego sia nei comuni circuiti di rettificazione, sia in sostituzione dei diodi a gas o nei dispositivi di duplicazione di tensione o di frequenza.

Un caso in cui l'impiego del diodo a cristallo come rettificatore è impossibile, è quello della rettificazione di tensioni elevate; ciò a causa della tensione inversa che, mentre nella comune valvola termoionica è limitata dalle caratteristiche di isolamento tra i due elettrodi, isolamento che peraltro è sempre assai elevato, nel diodo a cristallo è notevolmente più ridotta, ed inoltre varia col variare della temperatura di funzionamento.

A tale proposito, i vari costruttori di rettificatori al germanio o al silicio denunciano sempre, unitamente alle altre caratteristiche, la massima tensione inversa che ogni tipo è in grado di sopportare. Tale valore corrisponde — ovviamente — alla massima ampiezza della tensione alternata che può essere applicata all'ingresso del circuito di rettificazione.

Impiego come rivelatore

A pagina 66 abbiamo pubblicato a suo tempo la Tabella 20, relativa a diversi tipi di diodi adatti all'impiego come rivelatori di tensioni ad Alta Frequenza. Come si nota osservando detta tabella, essi si dividono in due categorie principali: diodi per impieghi generali, che possono essere impiegati sia come rettificatori di corrente alternata (ad esempio, negli strumenti di misura), sia come rivelatori di onde ad Alta Frequenza, fino ad un certo limite (ad esempio, nei radio ricevitori funzionanti esclusivamente sulla gamma delle Onde Medie). I diodi per frequenze elevate sono invece adatti alla rivelazione di segnali a Onde Corte: ciò ne consente l'impiego — ad esempio — per la realizzazione di un discriminatore o di un rivelatore a rapporto, nei quali casi — come abbiamo visto recentemente — la frequenza dei segnali da rivelare è dell'ordine di 10 MHz. Ovviamente, a tale scopo, sono adatti solo quei tipi in cui l'effetto della resistenza inversa — ossia della resistenza offerta al passaggio della corrente inversa — non viene neutralizzato dalla presenza di una capacità interelettrodica tale da consentire egualmente il passaggio del segnale.

DIODI SPECIALI

Diodo « Zener ». Una interessante particolarità è costituita dal diodo cosiddetto « Zener », nel quale la tensione inversa, aumentata progressivamente, dà una curva di corrente inversa analoga a quella di un diodo normale, fino ad un certo valore. Oltre tale valore, si ha un aumento della corrente inversa talmente rapido, che essa raggiunge il valore massimo per una minima variazione di tensione. Il fenomeno è illustrato nella curva di **figura 13**. Per questo motivo tali diodi vengono impiegati per la stabilizzazione di tensioni relativamente basse.

Diodo « tunnel ». Anche in questo tipo di diodo si ha un interessante fenomeno. La corrente diretta (con polarizzazione nel senso favorevole), aumenta regolarmente con l'aumentare della tensione applicata, come negli altri diodi a cristallo, fino però ad un determinato valore di tensione. In corrispondenza di tale valore, lo aumento della tensione corrisponde ad una diminuzione della corrente di conduzione. Si ha in tal caso una resistenza negativa, come illustrato alla **figura 14.** Oltre tale punto la curva riprende un andamento regolare. Data la rapidità del passaggio da un punto all'altro della caratteristica di lavoro, questo diodo si presta allo impiego nella tecnica delle microonde e degli impulsi, nei quali casi si hanno elevatissime frequenze di funzionamento.

Fotodiodo. Abbiamo detto all'inizio che le caratteristiche di conduzione da parte di una giunzione vengono alterate — oltre che da un campo elettrico — anche da parte della luce. Questo fenomeno, cui abbiamo già accennato a pagina 112 a proposito delle cellule fotoelettriche del tipo ad assorbimento, è stato sfruttato per la realizzazione di fotodiodi. Essi presentano la caratteristica di variare notevolmente la propria resistenza col variare dell'intensità della luce che colpisce la giunzione. Vedremo a suo tempo alcune applicazioni di questo dispositivo.

I TRANSISTORI

Il **transistore** è un dispositivo relativamente nuovo, basato sulle proprietà — ormai note al lettore — di alcuni semiconduttori. Esso può essere impiegato per realizzare buona parte delle applicazioni che erano prima possibili con le sole valvole termoioniche: può infatti essere usato nei circuiti elettronici per amplificare, per produrre oscillazioni o impulsi, e per altri scopi.

Il termine «transistore» è derivato dalla combinazione delle due parole «*transfer*» (in inglese trasferimento)e «*resistor*» ossia resistenza, e significa *resistenza di trasferimento*.

Il transistore è molto più piccolo, più leggero e nominalmente più duraturo di qualsiasi valvola, ed inoltre è infinitamente più efficiente e potenzialmente meno costoso di quest'ultima. Questa caratteristica è dovuta al fatto che il suo funzionamento implica l'impiego di una quantità minima di energia elettrica, soprattutto per il fatto che il transistore non ne disperde in calore, o almeno, non tanto quanto ne disperde la valvola. Infatti — come è noto — non si ha un filamento incandescente. L'impiego nelle apparecchiature richiede inoltre una minima disponibilità di spazio.

Queste importanti qualità lo hanno reso, e lo renderanno, sempre più utile nella costruzione di apparecchiature elettroniche fisse e portatili, specie per il fatto che esso aggiunge ai suoi vantaggi citati quello di un inizio istantaneo del funzionamento, in quanto non è necessario attendere il riscaldamento del catodo; non si ha perciò alcuna dissipazione a vuoto di energia.

Lo studio delle varie applicazioni dei transistori deve essere necessariamente molto graduale, in quanto i circuiti che li impiegano, pur essendo basati sui principi fondamentali dell'elettronica, hanna delle caratteristiche che li differenziano notevolmente dai circuiti equivalenti a valvole.

Alcune delle apparecchiature in cui i transistori vengono già da qualche tempo ampiamente utilizzati sono gli apparecchi acustici per deboli di udito, i riproduttori portatili di dischi, gli apparecchi radio tascabili o comunque di piccole dimensioni, i megafoni elettronici, alcuni tipi di stabilizzatori di tensione, nonchè alcuni strumenti di misura.

Essi vengono inoltre utilizzati in apparecchiature a carattere scientifico e militare, come ad esempio i missili teleguidati, gli apparecchi radar, ed alcune speciali apparecchiature per telecomunicazioni a breve portata. Recentemente, i transistori sono stati adottati anche nei ricevitori televisivi, con notevoli vantaggi. Riassumendo, il loro impiego è particolarmente vantaggioso in tutti i casi in cui le minime dimensioni, la leggerezza ed il minimo consumo di energia di alimentazione sono caratteristiche della massima importanza.

TRANSISTORI a GIUNZIONE

Quanto segue costituisce un complesso di informazioni relative ai diversi tipi di transistori. Uno di essi — il tipo a giunzione — è quello di impiego più comune. Dal momento che la teoria relativa al suo funzionamento è analoga a quella relativa al funzionamento degli altri tipi, possiamo trattare solo di essa.

Ricordando tutto ciò che è stato detto relativamente alla giunzione del tipo *p-n*, è facile constatare che, come illustrato nella **figura 1**, le caratteristiche enunciate sono analoghe a quelle del diodo a giunzione. Esso è costituito essenzialmente da due giunzioni, ed è costruito mediante l'impiego di tre strati di materiale semiconduttore. Si tratta in sostanza di tre strati sovrapposti, nei quali quello centrale può essere del tipo *n* o *p*, mentre quelli laterali sono entrambi del tipo opposto a quest'ultimo. Se lo strato centrale è del tipo *p*, quelli esterni sono del tipo *n*, per cui si avrà un transistore a giunzione del tipo *n-p-n*, analogo a quello illustrato nella figura 1. Viceversa, se lo strato centrale è del tipo *n*, quelli laterali sono del tipo *p*; in tal caso si un transistore del tipo *p-n-p*.

Nei transitori, si applicano in genere dei terminali a bassa resistenza collegati agli strati esterni che agiscono uno da **emettitore** e l'altro da **collettore**. Un terzo terminale viene applicato allo strato centrale, che costituisce la **base**. Un involucro a chiusura ermetica, assicura una certa robustezza ed un buon isolamento nei confronti dell'atmosfera circostante.

La **figura 2** illustra schematicamente un esemplare di transistore. Come si nota, i collegamenti agli elettrodi vengono alloggiati in un materiale isolante, dal quale sporgono come specie di spilli; ciò ne permette, se necessario, l'inserimento in uno zoccolo, analogomente a quento avviene con le valvole termoioniche.

Allorché l'elettrodo emettitore di un transistore viene polarizzato mediante un potenziale a c.c., al fine di creare un passaggio di corrente, esso *emette* in effetti dei vettori di corrente che si dirigono verso la regione costituente la base. Per questo motivo viene appunto chiamato emettitore. Se il collettore è polarizzato a sua volta in modo da permettere il passaggio di una corren-

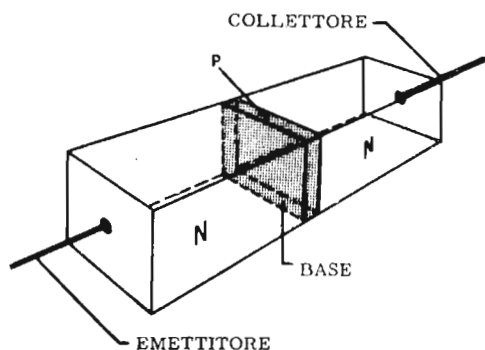



Fig. 1 - Un transistore a giunzione consta essenzialmente di due diodi a giunzione, aventi una regione « n » o « p » in comune.

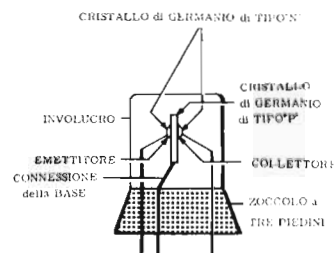



Fig. 2 - Struttura interna di un transistore a giunzione: sono visibili il cristallo, le regioni laterali, ed i contatti interni ed esterni.

te inversa, esso *raccoglie* praticamente tali vettori di corrente: è evidente che i nomi di questi due elettrodi hanno ragione d'essere grazie alle rispettive funzioni.

Nel caso in cui l'emettitore sia costituito da materiale del tipo *n*, i vettori sono costituiti da elettroni; viceversa, se è costituito da materiale del tipo *p*, essi sono delle cavità.

Dal momento che il transistore può essere considerato come costituito da **due** giunzioni, la coppia emettitore-base, e quella base-collettore, possono essere considerate rispettivamente due giunzioni del tipo *p-n*.

La **figura 3** illustra il principio di collegamento dei due tipi di transistori. Ognuno di essi è rappresentato schematicamente nel modo convenzionale già noto al lettore. La base è rappresentata da un tratto orizzontale, (che può essere — come abbiamo visto — anche verticale, a seconda delle esigenze del disegno), mentre l'emettitore ed il collettore sono rappresentati da due tratti inclinati rispetto alla base stessa. Per distinguere reciprocamente questi ultimi, il simbolo dell'emettitore è contraddistinto da una freccia. Nel caso in cui questa sia in direzione della base, il transistore è del tipo *p-n-p*, mentre se indica che la corrente esce dalla base, esso è del tipo *n-p-n*.

E' importante notare che **detta freccia indica la direzione della corrente positiva** che si ha quando la polarizzazione è nel senso diretto, ossia favorevole. Tale corrente scorre in senso opposto a quello degli elettroni. E' questo un particolare che richiede la massima attenzione, in quanto in molti testi, si osserva che la direzione indicata è opposta a quella a noi ben nota.

Vi è una certa tendenza ad usare i medesimi simboli per entrambi i tipi. Per questo motivo, se si presenta qualche dubbio circa il tipo di transistore rappresentato nello schema, è opportuno controllare accuratamente il numero che lo contraddistingue prima di effettuare una eventuale sostituzione.

Nella sezione **A** della figura 3 la giunzione *p-n*, costituita dall'emettitore e dalla base, è polarizzata nel senso favorevole (ossia nella direzione a bassa resistenza). L'altra giunzione *p-n*, costituita a sua volta dalla base e dal collettore, è invece polarizzata in senso inverso, (ossia nel senso ad alta resistenza). In altre parole, nel transistore del tipo *n-p-n*, l'emettitore ha un potenziale negativo rispetto alla base, mentre il collettore ha un potenziale positivo.

Nel circuito della sezione **B** della figura, nella quale è illustrato un transistore del tipo *p-n-p*, i potenziali reciproci sono invertiti: inoltre — nella sezione A — la corrente, costituita essenzialmente da elettroni, scorre sopratutto dall'emettitore al collettore. Gli elettroni, infatti, dopo aver abbandonato l'emettitore, attraversano il materiale positivo costituente la base. Dal momento che detta base è costituita da uno strato molto sottile, la maggior parte degli elettroni potrà continuare a muoversi alla volta del collettore — il cui potenziale è positivo — grazie all'intenso campo elettrico che esiste nella giunzione del collettore stesso. La corrente di base è molto debole, in quanto consta soltanto di quei pochi elettroni che si combinano con le cavità della base stessa. Le correnti dell'emettitore e del collettore sono perciò pressochè eguali.

E' bene notare che la corrente del collettore varia col variare della corrente dell'emettitore, maggiormente che non col variare della tensione propria del collettore medesimo. Variando l'intensità della corrente che scorre nel circuito dell'emettitore, è possibile variare anche la corrente del collettore. In pratica, questa variazione della corrente di emettitore viene prodotta mediante l'aggiunta di un segnale a corrente alternata di piccola entità, in serie alla corrente continua di polarizzazione. Nel circuito illustrato dalla figura 3, se la tensione dell'emettitore viene ridotta a zero, si avrà — attraverso l'alta resistenza della giunzione del collettore — il passaggio di una corrente debolissima (detta corrente di saturazione inversa, o di taglio). Questa corrente viene definita appunto corrente di taglio del collettore, ed è rappresentata dal simbolo I_{CO}.

I PARAMETRI dei TRANSISTORI

Dal momento che il circuito base-emettitore illustrato nella figura 3A è polarizzato in senso favorevole, esso costituisce un circuito a bassa impedenza. Viceversa, il circuito del collettore (o di uscita) è ad alta impedenza essendo polarizzato in senso inverso. Il guadagno (amplificazione) ottenibile mediante un transistore, che permette cioè di utilizzarlo come stadio amplificatore, è dovuto proprio a tale differenza tra le impedenze di entrata e di uscita. Sebbene la corrente dell'emettitore e del collettore siano approssimativamente eguali, è possibile — come vedremo meglio —

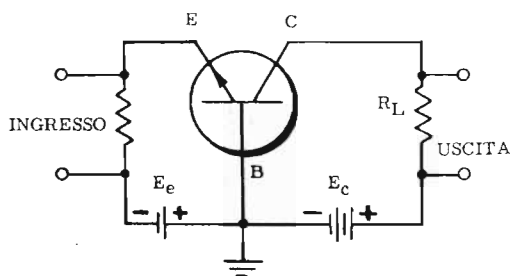



Fig. 3A - Principio di utilizzazione di un transistore del tipo «n-p-n». La base è positiva rispetto all'emettitore, ma negativa rispetto al collettore. Il circuito è del tipo con la base connessa a massa.

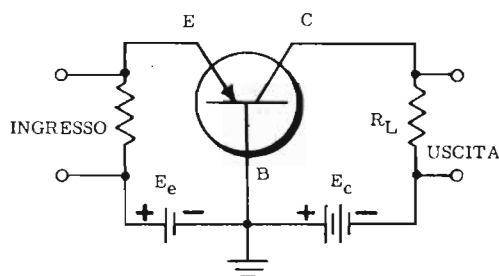



Fig. 3-B - Circuito analogo a quello di figura 3-A, ma riferito ad un transistore del tipo « p-n-p ». Come si nota, la polarità delle due sorgenti di tensione è stata invertita.

ottenere un'amplificazione di potenza apprezzabile..

Nel transistore a giunzione, del tipo *p-n-p*, illustrato nella figura 3B, le polarità della tensione di alimentazione sono invertite, per cui la corrente è costituita più da spostamento di cavità che da spostamento di elettroni. A prescindere da ciò, il funzionamento dei due tipi è del tutto analogo, in quanto le impedenze di entrata e di uscita sono in entrambi i tipi rispettivamente bassa e alta.

Come abbiamo detto, la corrente dell'emettitore è praticamente indipendente dalla tensione del collettore. Ad esempio, in un tipico circuito nel quale il transistore sia utilizzato con base connessa a massa, una eventuale variazione di ben 40 volt della tensione del collettore, provoca una variazione della corrente dell'emettitore pari soltanto al 30% circa del suo valore iniziale.

E' inoltre utile notare che, dal momento che una sia pur piccola tensione dell'emettitore provoca in esso una notevole corrente, il relativo circuito si comporta come una resistenza di basso valore rispetto ai piccoli segnali di ingresso. Ne consegue che la resistenza d'ingresso di un transistore è di valore molto basso.

Le curve caratteristiche illustrate nella **figura 4** sono curve statiche di tensione e di corrente relative ad un transistore a giunzione del tipo *n-p-n*, utilizzato in un circuito con la base connessa a massa, come in figura 3. Esse sono simili a quelle di una valvola termoionica, e possono chiarire li funzionamento del transistore stesso. Infatti, sovrapponendo a tali curve la rappresentazione grafica del comportamento del carico come è visibile nella figura, è possibile determinare le esatte condizioni di funzionameno del circuito in questione. Tali curve illustrano la tensione del collettore (v_c) e la corrente del collettore (i_c) espresse in funzione delle varie correnti fisse dell'emettitore (i_e).

Da un attento esame della figura, si può notare che la corrente del collettore è praticamente indipendente dalla tensione del collettore, purchè detta tensione sia sufficiente per attirare tutti i vettori di corrente che raggiungono la relativa giunzione.

Nel transistore del tipo a giunzione, se tutti i vettori di corrente emessi dall'emettitore raggiungessero il collettore, le correnti di entrambi tali elettrodi sarebbero eguali. In tali condizioni, l'amplificazione di corrente tra emettitore e collettore corrisponderebbe all'unità.

Il guadagno di corrente di un transistore è rappresentato dal simbolo α (lettera greca « alfa ») e corrisponde al noto fattore μ delle valvole termoioniche.

Per α si intende il rapporto tra una variazione della corrente del collettore ed una variazione specifica della corrente dell'emettitore, mentre il potenziale del collettore è mantenuto ad un valore costante.

Nel transistore a giunzione del tipo *n-p-n*, alcuni tra gli elettroni emessi si combinano con le cavità presenti nella base, e vengono convogliati verso il terminale corrispondente. Analogamente, nel tipo *p-n-p*, alcune cavità si combinano con gli elettroni che abbondano nella base e vengono convogliate verso il terminale corrispondente. Ne consegue che un eventuale aumento della corrente dell'emettitore sarà leggermente superiore all'aumento corrispondente alla corrente del collettore. A causa di ciò, il coefficiente nel transistore a giunzione è sempre inferiore a 1. In pratica, i valori di α sono compresi tra 0,90 e 0,99.

Riferendoci alla sezione A della figura 3, notiamo che, allorchè si sovrappone un segnale di piccola ampiezza alla polarizzazione dell'emettitore, si produce una notevole variazione nella corrente dell'emettitore, dovuta alla bassa resistenza del circuito relativo. Tale variazione corrisponde ad una variazione pressochè eguale nella corrente del collettore, la quale, passando attraverso la resistenza di carico R_L, determina la presenza del segnale di uscita ai capi di detta resistenza. Il segnale così sviluppatosi è di ampiezza molto maggiore di quella del segnale di ingresso.

Il fenomeno dell'amplificazione è quindi possibile in quanto un sia pur piccolo segnale di ingresso può determinare indirettamente variazioni di corrente nel circuito di uscita ad alta resistenza, approssimativamente eguali a quelle che si verificano direttamente nel circuito di ingresso, che è invece a bassa resistenza.

CONFRONTI con le VALVOLE TERMOIONICHE

Nei circuiti a transistori descritti fino ad ora, il terminale di base è sempre stato considerato in comune ai due circuiti di ingresso e di uscita. Questo tipo di collegamento è noto col nome di **«base comune»** o anche di **«base a massa»**. Esistono però altri due sistemi di collegamento, nei quali si considera come elettrodo comune l'emettitore o il collettore; tali sistemi sono noti rispettivamente con le espressioni di **« emettitore co-**

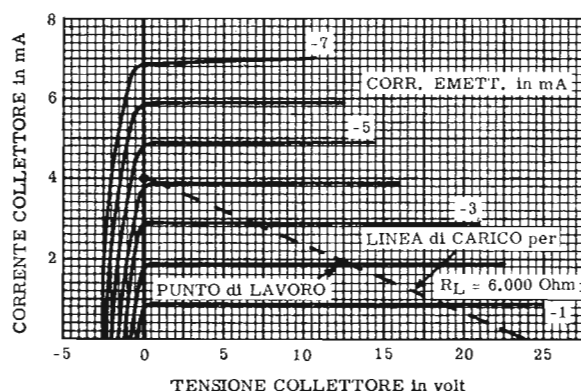



Fig. 4 - Curve caratteristiche, (famiglia di curve), di un transistore, illustranti le relazioni statiche tra tensione e corrente, in un circuito con base a massa, come riportato in figura 3. Nel caso illustrato, con una corrente di emettitore di 2 mA, si ha una tensione di collettore di 12,5 volt, ed una corrente di collettore pari a 1,9 mA. La retta di carico è riferita al valore di 6.000 ohm.

mune» o **«emettitore a massa»** e **«collettore comune»** o **«collettore a massa»**.

La **figura 5** illustra i tre tipi di circuiti, unitamente ai circuiti equivalenti realizzati con un comune triodo.

L'amplificatore a transistore con base a massa, (sezione **A**), presenta una impedenza di ingresso relativamente bassa (circa 50 ohm) ed un'altra impedenza di uscita (circa 100.000 ohm), ed inoltre non determina alcun cambiamento di polarità (fase) tra i segnali di entrata e di uscita. Sotto questo punto di vista, esso assomiglia all'amplificatore a valvola con griglia a massa; in ogni caso, l'emettitore corrisponde sempre al catodo, la base alla griglia ed il collettore alla placca.

Il funzionamento del circuito con emettitore a massa (**B**) presenta un'impedenza di ingresso relativamente alta (circa 1000 ohm), un'alta impedenza di uscita (circa 30.000 ohm), consente un'alta amplificazione, ed i segnali di ingresso e di uscita sono invertiti reciprocamente di polarità, ossia sono sfasati di 180°.

Infine, come illustrato nella sezione **C**, il sistema di collegamento con collettore a massa corrisponde al funzionamento della valvola come «cathode-follower» (accoppiamento catodico): ha un'alta impedenza di ingresso (circa 30.000 ohm), una bassa impedenza di uscita (circa 600 ohm), e non inverte la fase del segnale.

Il circuito con emettitore a massa è l'unico che presenti uno sfasamento tra i segnali di entrata e di uscita.

Le esigenze del funzionamento determinano quale sia il tipo di circuito più adatto: ciò costituirà in parte l'argomento che verrà trattato diffusamente a proposito dei circuiti a transistori. Nel confronto tra i transistori e le valvole, la maggior differenza consiste probabilmente nel fatto che non esiste una netta separazione tra il circuito di entrata e quello di uscita. Tale separazione è invece — come sappiamo — ben evidente nei circuiti a valvola.

L'esistenza dei due tipi di transistori, e precisamente dei tipi *n-p-n* e *p-n-p*, rende possibile una notevole varietà di applicazioni. Tale situazione è paragonabile a quella che si potrebbe avere se esistessero delle valvole funzionanti con un potenziale negativo di placca e con elettroni positivi, oltre a quelle realmente esistenti.

Si noti che nella figura 5 i transistori sono tutti del tipo ***n-p-n***, in quanto presentano una maggiore analogia con le valvole. Il collettore (paragonabile alla placca) ha infatti un potenziale positivo. Essi potrebbero però essere anche del tipo *p-n-p*: in tal caso la freccia presente sull'emettitore sarebbe rivolta in senso opposto, e le polarità delle tensioni di alimentazione sarebbero invertite; nessuna variante verrebbe invece apportata al circuito.

TRANSISTORI a PUNTA di CONTATTO

Un altro tipo di transistore il cui funzionamento è analogo a quello del tipo a giunzione è quello a punta di contatto. Sebbene il funzionamento sia simile in entrambi sotto molti aspetti, il transistore a punta di contatto ha, tuttavia, alcune caratteristiche differenti.

E' bene sapere — innanzitutto — che il transistore a punta di contatto fu scoperto per primo; tuttavia la produzione attuale comprende per la maggior parte tipi a giunzione, dato che essi si prestano meglio alla produzione normalizzata di serie.

La **figura 6** illustra un transistore a punta di contatto, nel quale, come si vede, gli elettrodi sono costituiti da piccoli terminali con una punta che appoggia direttamente sul cristallo: tali punte, che sono ad una minima distanza tra loro, sono in contatto col materiale costituente la base. Questa può essere tanto del tipo *p* quanto del tipo *n*. Come abbiamo visto a proposito del diodo a punta di contatto, se la base è costituita da germanio del tipo *n*, si presume che in corrispondenza delle zone di contatto degli elettrodi si formino due piccole zone del tipo *p*, (vedi sezione **A** della figura 7). Viceversa, se la base è costituita da germanio del tipo *p*, dette zone sono del tipo *n*, (vedi sezione **B**). Si suppone che tali ragioni si producano a causa della corrente che passa attraverso il cristallo durante il processo di fabbricazione.

Osservando nuovamente la figura 7-A, notiamo che le punte di contatto dell'emettitore e del collettore convergono su materiale del tipo *p*. Questo tipo di transistore è quindi analogo al tipo a giunzione *p-n-p*; la medesima analogia può essere stabilita in riferimento alla sezione **B** nei confronti dei tipi *n-p-n*.

Il transitore a punta di contatto funziona come il tipo a giunzione, in quanto i portatori o vettori vengono iniettati nella base ad opera dell'emettitore polarizzato, e vengono poi raccolti dal collettore. Una delle maggiori differenze tra i due tipi di transistori risiede nel fatto che nel tipo a punta di contatto una data va-

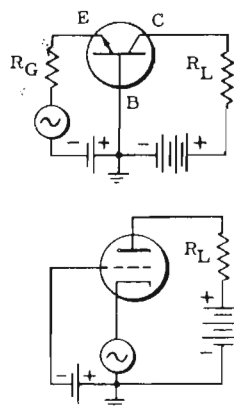



Fig. 5-A - Confronto tra un transitore usato con base a massa ed un triodo con griglia a massa.

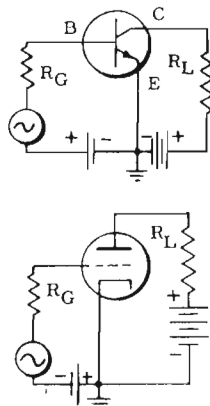



Fig. 5-B - Confronto tra un transistore usato con emettitore a massa, ed un triodo con catodo a massa.

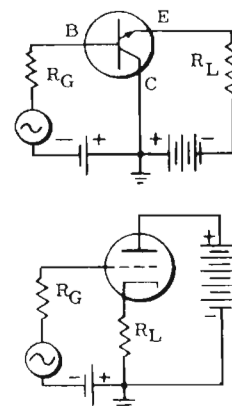



Fig. 5-C - Confronto tra un transistore usato con collettore a massa, ed un triodo con placca a massa (attraverso la sorgente di tensione anodica).

riazione della corrente dell'emettitore provoca una variazione maggiore nella corrente del collettore: il guadagno di corrente (alfa) può in tal caso essere maggiore di uno, e, normalmente, si aggira intorno al valore di 2,5. Dal momento che in questo tipo di transistore, il coefficiente è maggiore dell'unità, è possibile realizzare circuiti che presentino la nota *resistenza negativa*. Ciò può essere di aiuto nei circuiti degli oscillatori, ma può anche essere fonte di complicazioni nei circuiti degli stadi di amplificazione.

La **figura** 8 illustra le curve caratteristiche di un transistore a punta di contatto; da esse è possibile dedurre i valori di tensione e di corrente del collettore, corrispondenti a vari valori costanti della corrente dell'emettitore. Inoltre, confrontando queste curve con quelle illustrate alla figura 4, relative ad un transistore a giunzione, si può notare che l'inclinazione è più pronunciata, ossia che le caratteristiche sono alquanto differenti. Nel tipo a punta di contatto, la corrente di collettore subisce un notevole aumento, per ogni aumento del potenziale relativo.

Un altro vantaggio del transistore a punta di contatto nei confronti del tipo a giunzione, risiede nel fatto che, in linea di massima, esso può funzionare con frequenze più elevate. Ciò in quanto la capacità del collettore, C_c, è minore, grazie alla minor superficie di tale elettrodo. Inoltre, essendo la resistenza di base (r_b) di valore inferiore, il limite massimo di α ($f_{\alpha co}$) è maggiore. In merito al fattore cui abbiamo accennato or ora, daremo tra breve maggiori dettagli.

CARATTERISTICA di FREQUENZA

Uno dei fattori limitanti nell'impiego dei transistori consisteva, fino a non molto tempo fa, nella limitazione del campo delle frequenze con le quali essi potevano funzionare. Alcuni tra gli ultimi tipi hanno tuttavia caratteristiche tali da permetterne l'impiego nel campo delle radiocomunicazioni anche ad onde corte, e perfino nella televisione. Come per le comuni valvole, tale limitazione è dovuta essenzialmente alla capacità interelettrodica, ed al tempo di transito.

In condizioni di polarizzazione favorevole, la capacità della giunzione dell'emettitore può essere notevole; tuttavia, essa può essere trascurata in quanto è, per così dire, « shuntata » dalla bassa resistenza interna. Nel caso contrario, sebbene il collettore sia polarizzato in maniera inversa e determini una capacità del collettore relativamente bassa, (C_c), (variabile da 10 a 20 pF), quest'ultima non può essere ignorata a causa della alta impedenza del circuito del collettore. Detta capacità, infatti, sommata a quella dovuta ai diversi componenti, si trova in parallelo all'impedenza di carico. L'impedenza di questo circuito in derivazione diminuisce con l'aumentare della frequenza; di conseguenza, la variazione di corrente attraverso il carico stesso, (e quindi la potenza d'uscita), diminuisce in maniera inversamente proporzionale alla frequenza.

Come abbiamo già accennato, un'altra causa della limitazione di frequenza risiede nel tempo di transito, al quale si associa la reciproca influenza tra le correnti di emettitore e di collettore. A questo proposito, è opportuno ricordare che la velocità degli elettroni corrisponde a quella della luce, non in quanto essi si muovono con pari velocità, (come spesso si fraintende), bensì in quanto il campo elettrico *E*, allorchè viene prodotto, si sposta con la velocità della luce, ed esercita una forza corrispondente sugli elettroni del materiale.

La corrente di cavità, tuttavia, dipende dal movimento degli elettroni attraverso i legami di valenza, e si sposta con velocità molto inferiore; contribuisce quindi notevolmente alla limitazione di frequenza.

Alle frequenze più elevate, gran parte dei portatori, siano essi elettroni o cavità, iniettati nella base, non fanno in tempo a raggiungere la giunzione del collettore prima che il segnale di ingresso (che si intende a corrente alternata) abbia invertito la sua polarità. Ciò accade in quanto il tempo di transito occupa una parte considerevole del tempo durante il quale si svolge un ciclo completo. Di conseguenza, tutti i portatori che fanno in tempo a raggiungere il collettore, restano — per così dire — prigionieri nel materiale costituente la base. Questo fenomeno determina una diminuzione del guadagno di corrente (alfa); da ciò si deduce facilmente che — nel funzionamento con frequenze elevate — detto coefficiente diminuisce con l'aumentare della frequenza.

Come abbiamo stabilito precedentemente, per *alfa* si intende il rapporto tra una variazione della corrente del collettore ed una variazione specifica della corrente dell'emettitore, tenendo costante la tensione del collettore stesso. Tale definizione è relativa all'amplificazio-

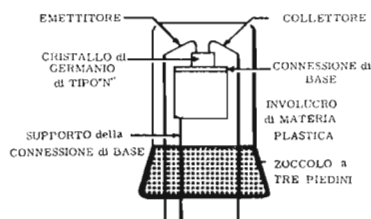



Fig. 6 - Struttura interna di un transistore a punta di contatto. Come si nota, il cristallo è di un unico tipo («n» o «p»).

EMETTITORE
COLLETTORE
P
P
N
BASE

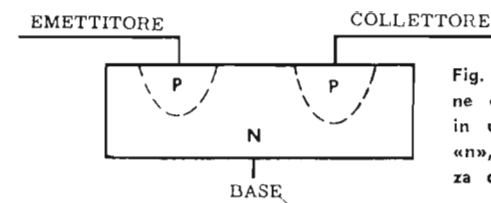



Fig. 7A - Formazione delle regioni «p» in una base di tipo «n», in corrispondenza delle punte.

EMETTITORE
COLLETTORE
N
N
P
BASE

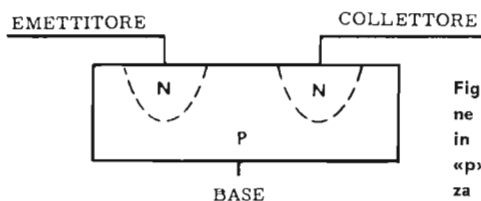



Fig. 7B - Formazione delle regioni «n» in una base di tipo «p», in corrispondenza delle punte.

ne di corrente da parte dei transistori funzionanti con frequenze basse (prendendo per riferimento una frequenza di 1000 Hz). Normalmente, la frequenza di taglio del fattore *alfa* ($f\alpha_{co}$) è la frequenza alla quale detto fattore scende al 70,7% del suo valore corrispondente alla frequenza di riferimento citata.

L'influenza del tempo di transito determina anche uno spostamento di fase che, alla frequenza di taglio *alfa*, si approssima ai 60°. Come avviene nelle valvole, tale sfasamento è indesiderabile in quanto riduce il rendimento dell'intero circuito.

Sono stati recentemente realizzati due tipi di transistori che possono parzialmente ovviare agli inconvenienti dovuti alla capacità interelettrodica ed all'elevato valore del tempo di transito: si tratta precisamendei **tetrodi**, e dei transistori *p-n-i-p* (oppure *n-i-p-n*). La ragione principale di tali tipi è appunto il tentativo di ottenere caratteristiche maggiormente adeguate al funzionamento con frequenze più alte.

Come è stato illustrato in merito ai transistori a punta di contatto, è possibile ridurre la capacità del collettore (C_c) riducendo la superficie della giunzione. Tale riduzione è impossibile oltre un certo limite nei tipi a giunzione. La capacità del collettore può inoltre essere ridotta riducendo la conduttività del materiale costituente la base. Tuttavia, ciò comporterebbe un aumento della resistenza di base (r_b), il quale aumento, a sua volta, ridurrebbe il limite della frequenza critica ($f\alpha_{co}$).

La **figura 9** illustra un tetrodo a giunzione. Esso assomiglia al transistore normale precedentemente descritto, ad eccezione del fatto che la base è provvista di un secondo collegamento posto in direzione opposta a quella dell'elettrodo normale. Applicando a tale collegamento un potenziale che si oppone alla corrente normale, i portatori di corrente tra l'emettitore ed il collettore, che passano attraverso la base, vengono compressi in una piccola zona di quest'ultima in prossimità del normale collegamento di base. Ciò riduce — in pratica — la superficie della sezione trasversale. In altre parole, si può così ottenere elettricamente ciò che non è possibile ottenere meccanicamente.

Il maggior vantaggio del tetrodo consiste nel fatto che il limite di frequenza ($f\alpha_{co}$) viene notevolmente esteso. Ciò accade in quanto la superficie della giunzione di base risulta ridotta, col vantaggio di una minore capacità interelettrodica; inoltre, essendo possibile ridurre lo spessore del materiale della base, ciò riduce per riflesso il tempo di transito.

La **figura 10** illustra un transistore a giunzione del tipo *n-p-i-n*. Esso differisce dal tipo *n-p-n* in quanto esiste uno strato *intrinseco* che separa la base dal collettore. Il germanio intrinseco, detto di tipo *i*, può essere costituito tanto da germanio allo stato di massima purezza, quanto da germanio contenente un egual numero di atomi *donatori* e *ricettori*. La sua presenza permette una notevole riduzione sia della capacità del collettore che dalla resistenza di base, col risultato di un corrispondente aumento della frequenza di taglio. Sebbene si verifichi una forte caduta di tensione alle estremità dello strato intrinseco, tale caduta può essere compensata mediante un aumento della tensione del collettore.

POTENZA e DISSIPAZIONE

Come abbiamo stabilito a proposito delle caratteristiche del germanio, l'agitazione termica alla normale temperatura ambiente fa sì che alcuni elettroni acquistino energia sufficiente per rompere i legami di co-valenza, e per diventare « elettroni liberi ». Con certe temperature critiche, che si aggirano attorno ai 95° C, nella maggior parte dei casi il numero di tali elettroni diventa eccessivo. Gli elettroni liberati determinano in tal caso un aumento della conduttività, perfino nel germanio puro, talmente rapido, che il germanio stesso acquista un elevato coefficiente negativo di temperatura riferito alla resistività: in altre parole, la resistenza diminuisce con l'aumentare della temperatura.

Alla temperatura critica, l'effetto termico supera quello della conduttività dovuta alle impurità sia del tipo *n* che del tipo *p*, per cui il funzionamento del transistore viene neutralizzato. Se poi la temperatura continua ad aumentare, si raggiunge un punto in cui avviene la diffusione delle impurità stesse. Ciò accade quando l'agitazione termica diventa talmente forte, che gli atomi di impurità vengono dislocati alla estremità opposta della giunzione. In tal caso il transistore si deteriora definitivamente.

La dissipazione di potenza nei transistori è importante in quanto il passaggio di corrente attraverso un transistore, come pure attraverso un semiconduttore o un conduttore qualsiasi, produce calore. La maggior parte

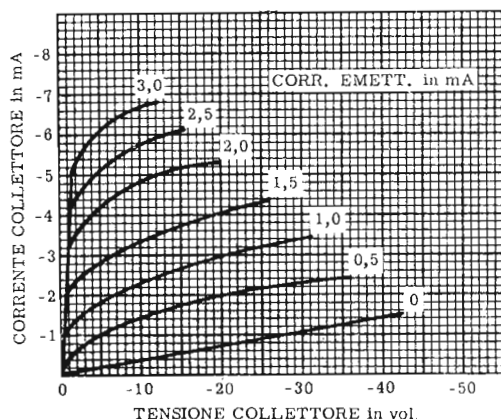



Fig. 8 - Curve caratteristiche di un transistore a punta di contatto. Come si nota osservandone l'andamento, il guadagno di corrente può essere maggiore che non nel tipo a giunzione.

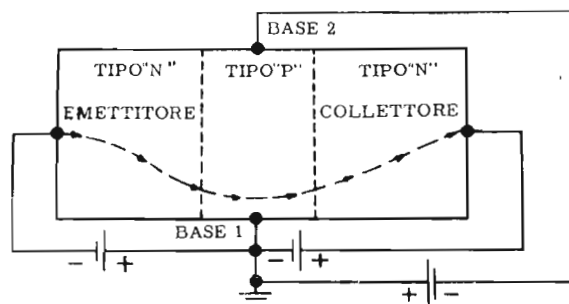



Fig. 9 - Rappresentazione schematica di un tetrodo a giunzione. La polarità della tensione applicata alla base 2 è tale da determinare lo spostamento del percorso della corrente in una parte limitata della base. Ciò riduce notevolmente la capacità interelettrodica.

della temperatura che si sviluppa viene dissipata nella giunzione del collettore. Le limitazioni di temperatura dei transistori variano da tipo a tipo; vengono citate dal fabbricante e non devono essere mai superate.

Sono stati prodotti diversi tipi di transistori per forti dissipazioni di potenza, ai quali sono stati applicati particolari dispositivi, proprio per disperdere l'aumento di temperatura che si produce in prossimità della giunzione del collettore. Uno dei metodi più comuni consiste nell'unire uno degli elettrodi all'involucro esterno. Nella maggior parte dei casi, detto involucro è in contatto meccanico con lo chassis, o direttamente, o attraverso uno strato isolante di mica, il quale evita — in tal caso — il corto circuito elettrico, pur permettendo il contatto meccanico (vedi **figura 11**). In questo modo lo chassis medesimo assorbe la temperatura e la disperde, consentendo la dissipazione di una potenza maggiore.

La temperatura ambiente ha una certa importanza agli effetti della potenza di uscita. E' facile comprendere che la dissipazione di calore da parte del transistore è tanto minore quanto più la temperatura ambiente è elevata. Ciò è vero in quanto — in tali condizioni — l'assorbimento di calore da parte dello chassis viene ridotto.

La maggior differenza tra i transistori e le valvole sussiste in rapporto alla amplificazione di potenza. Nell'amplificatore a transistori, ogni stadio contribuisce all'amplificazione di potenza; per contro, nell'amplificatore a valvole, l'amplificazione di potenza avviene unicamente ad opera dell'ultima valvola. D'altro canto, l'analogia tra i due tipi consiste nel fatto che, allorchè i transistori vengono usati come amplificatori di potenza, possono essere utilizzati sia come singolo stadio in classe *A*, sia in « push-pull » (o controfase) in classe *AB* o *B*.

La massima amplificazione di potenza ottenibile con un transistore ammonta a 40 dB; un tipico coefficiente di amplificazione è di 440 volte, (cioè 26 dB circa).

Il rumore interno dei transistori è causato dalle variazioni accidentali delle correnti che passano attraverso le giunzioni, come pure dalla suddivisione a caso della corrente dell'emettitore, che si verifica tra il circuito di base e quello del collettore. Il fattore rumore di un transistore a giunzione è inferiore a quello di un transistore a punta di contatto. Nei confronti delle valvole termoioniche, i transistori hanno un fattore di rumore più elevato. Esso può però essere ridotto riducendo la tensione del collettore. E' inoltre opportuno notare che detto rumore varia in maniera inversamente proporzionale alla frequenza.

TECNICA della MANUTENZIONE

La caratteristica più saliente delle apparecchiature a transistori è che esse, diversamente dalle analoghe apparecchiature a valvole, non necessitano di frequenti controlli e di manutenzione. Tuttavia, essendo di notevole compattezza, e dal momento che questa caratteristica tende sempre più ad acquistare maggiore importanza agli effetti della miniaturizzazione, la manutenzione — essendo pur necessaria — diventa maggiormente complessa.

Il saldatore da 100 watt e la pinza di tipo comune che si trovano spesso sui banchi di lavoro dei laboratori di elettronica sono certamente inadatti — per le loro stesse dimensioni — all'impiego nei circuiti a transistori. La maggior parte delle pinze, comprese le cosiddette pinzette a molla, hanno dimensioni eccessive per tale scopo. Anche le più piccole possono essere ulteriormente ridotte a dimensioni più adatte. La pinzetta a molla, cui ci siamo riferiti precedentemente, trova però, generalmente, il maggiore impiego.

I transistori sono, come si è visto, particolarmente vulnerabili dall'eventuale surriscaldamento; per questo motivo la saldatura dei terminali deve essere effettuata — come abbiamo già visto — con cure particolari. Come avviene per le valvole subminiatura, spesso essi vengono utilizzati con contatto diretto, senza cioè l'uso di zoccoli adattatori. A questo scopo è necessario disporre di un saldatore del tipo «a matita», con una punta lunga e sottile (vedi fig. 19 a pag, 14), oltre che delle speciali pinzette provviste di una massa per assorbire il calore. Queste pinzette, come illustrato nella **figura 12**, vengono applicate al terminale del transistore tra il punto dove si effettua la saldatura ed il transistore stesso. In questo caso, buona parte del calore che si sviluppa nel terminale a causa del saldatore, e che verrebbe di conseguenza convogliato all'interno del transistore fino a raggiungere il cristallo, viene invece assorbita dalla pinza e dispersa nell'aria. Detta

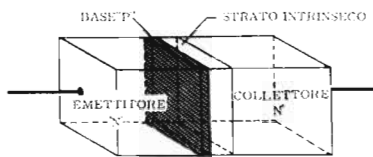



Fig. 10 - **Rappresentazione schematica di un transistore del tipo «n-p-i-n». Si noti la presenza di uno strato intrinseco tra la base e il collettore.**

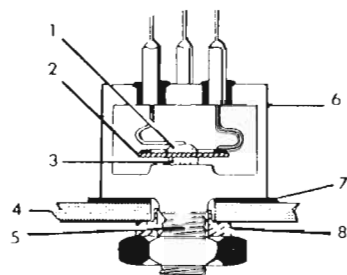



Fig. 11 - Esempio di fissaggio di un transistore, con sistema di raffreddamento. 1) Emettitore; 2) Base; 3) Collettore; 4) Telaio; 5) Perno di fissaggio; 6) Involucro; 7) Mica; 8) Guarnizione isolante.

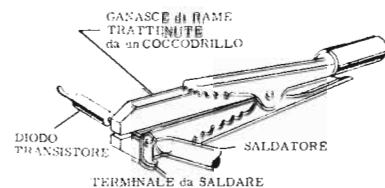



Fig. 12 - E' possibile provvedere ad un adeguato raffreddamento del terminale di un transistore, fissando due pezzi di rame ad una pinza a coccodrillo.

pinza viene poi lasciata al suo posto per almeno 20 secondi dopo aver effettuato la saldatura.

Le pinzette assorbenti dovrebbero essere sempre usate sia con i transistori che con i condensatori miniaturizzati; la lega per saldare deve essere del tipo 60/40 (60% di stagno e 40% di piombo), in quanto tale proporzione permette la minima temperatura di fusione, e deve essere disponibile sotto forma di filo preparato del diametro approssimativo di 2 millimetri.

E' necessario disporre di un'ottima illuminazione della superficie di lavoro, preferibilmente ad opera di una lampada da tavolo del tipo snodato; è inoltre particolarmente utile l'impiego di una grossa lente di ingrandimento, provvista di un supporto snodato, al fine di lasciare libere entrambe le mani dell'operatore.

Prima di effettuare il collaudo di funzionamento o il collegamento al circuito di ogni componente, è necessario che le caratteristiche di questi ultimi vengano accuratamente controllate. Nei circuiti a transistori, caratterizzati in genere da bassa impedenza, molti condensatori sono del tipo elettrolitico con bassissime tensioni di lavoro; un condensatore tipico di accoppiamento ha una capacità di 3μF con una tensione di lavoro di 3 o di 6 V, e le sue dimensioni approssimative sono di 3 mm di diametro e 12 mm di lunghezza. Il collegamento sia pure istantaneo di un ohmetro, azionato da una batteria superiore ai 20 volt, o di un capacimetro funzionante con una tensione di 50 V, provocherebbe l'immediato deterioramento di tale condensatore. Come avviene per tutti i condensatori elettrolitici, la polarità della tensione di prova è importante tanto quanto l'ammontare della tensione.

Prima di applicare qualsiasi tensione, é necessario accertare se il transistore è del tipo *p-n-p* o *n-p-n*. Come abbiamo visto, se le valvole hanno sempre un potenziale positivo sulla placca, e non possono essere danneggiate dalla eventuale applicazione alla stessa di un potenziale negativo, i transistori invece possono essere dei due tipi diversi, i quali funzionano con tensioni opposte ai vari elettrodi. In questo caso, la eventuale applicazione di una tensione a polarità invertita può deteriorarli irrimediabilmente se si superano i valori massimi di dissipazione di potenza nelle giunzioni, o i valori massimi consentiti della tensione inversa.

I transistori sono suscettibili di correnti transitorie intrinseche, come quelle causate da una improvvisa variazione dei segnale o dalla interruzione istantanea del collegamento dei terminali. Per questo motivo è sempre consigliabile staccare la tensione di alimentazione prima di collegare o di staccare il transistore. Se invece è necessario effettuare l'operazione di collegamento durante il funzionamento, come pure nel caso di distacco dei terminali, è opportuno attaccare o staccare innanzitutto il collegamento di base.

Il funzionamento dei transistori con segnali di basso livello può portare al fastidioso inconveniente dell'interferenza con segnali parassiti o comunque indesiderati. Durante le misure, è pertanto consigliabile munire i terminali degli strumenti di opportuni filtri, onde evitare l'influenza di un eventuale trasmettitore locale o della tensione di rete.

La maggior parte degli strumenti di prova adatti al controllo di apparecchiature a transistori è alimentata a batterie. Allo scopo di evitare i rumori di fondo e le correnti di dispersione, è spesso utile iniettare i segnali di prova ai singoli stadi mediante accoppiamenti induttivi. A questo scopo, ai capi del generatore si collega una bobina che viene provvisoriamente accoppiata con un'altra induttanza appositamente inserita nel circuito del segnale.

E' necessario osservare alcune particolari precauzioni nel controllo delle tensioni e delle forme d'onda, e ciò è particolarmente importante a causa della compattezza delle apparecchiature a transistori. Infatti, a causa della minima distanza tra i terminali dei vari componenti, è possibile determinare, con i puntali del «tester» o con il cacciavite, dei cortocircuiti che possono dar luogo a correnti indesiderate, e al deterioramento di qualche componente.

La sensibilità al calore è — ripetiamo — uno degli inconvenienti più comuni ai circuiti a transistori. Per compiere eventuali controlli in merito, sarà sufficiente disporre di una scatola di metallo che, oltre a contenere una lampada da 60 watt circa, possa racchiudere lo apparecchio in esame. Prima di affermare che un apparecchio è stato riparato alla perfezione, è opportuno farlo funzionare alla massima temperatura consentita, creata appunto internamente alla scatola dalla lampada accesa. La maggior parte delle oscillazioni spurie si manifesta soltanto allorchè i transistori sono caldi, e sparisce non appena la temperatura è scesa ad un valore inferiore.

DOMANDE sulle LEZIONI 82ª e 83ª

N. 1 —
Cosa si intende per « elettrone - valenza » ?

N. 2 —
In quale modo possono essere definite le correnti negative e le correnti positive che si manifestano in un semiconduttore ?

N. 3 —
Cosa si intende per « semiconduttore » ?

N. 4 —
In quale caso un semiconduttore viene definito di tipo *p* o di tipo *n* ?

N. 5 —
Quanti tipi di diodi a cristallo esistono ?

N. 6 —
Quali sono i vantaggi di un diodo a cristallo nei confronti di un diodo a valvola ? Quali sono invece gli svantaggi ?

N. 7 —
Cosa si intende per tensione inversa ?

N. 8 —
Come si comporta, in condizioni normali, il germanio allo stato assolutamente puro ?

N. 9 —
Quali sono le conseguenze dell'aggiunta di impurità ad un cristallo di germanio o di silicio puro ?

N. 10 —
In cosa differiscono i diodi a giunzione, e i diodi a punta di contatto ?

N. 11 —
Quali sono le caratteristiche che distinguono il transistore da un diodo ?

N. 12 —
A che cosa possono essere paragonati gli elettrodi di un transistore ?

N. 13 —
Quanti tipi di transistori esistono ?

N. 14 —
Quale è la differenza tra i transistori *p-n-p* ed i transistori *n-p-n* ?

N. 15 —
Quale è la differenza che sussiste tra un transistore a giunzione ed uno a punta di contatto ?

N. 16 —
Come è possibile regolare la corrente di collettore in un transistore ?

N. 17 —
In base a quale caratteristica è possibile ottenere amplificazione da parte di un transistore ?

N. 18 —
Quale è la caratteristica del transistore tetrodo, che lo distingue dal transistore normale ?

N. 19 —
Cosa si intende per limite « alfa » di frequenza ?

N. 20 —
Cosa si intende per « resistenza negativa » ?

RISPOSTE alle DOMANDE di Pag. 641

N. 1 — Due: metodi diretti e metodi indiretti.

N. 2 — Tre: variazione di capacità, variazione di induttanza e variazione di reattanza.

N. 3 — Il metodo indiretto consiste nel far variare lo angolo indiretto di fase dell'oscillazione prodotta. Tale variazione viene successivamente convertita in una modulazione della frequenza.

N. 4 — La stabilizzazione con controllo a quarzo è possibile soltanto col metodo indiretto, in quanto i metodi diretti sono in antitesi col principio di impiego di un cristallo come stabilizzatore di frequenza.

N. 5 — Otto: il preamplificatore ad Alta Frequenza, il mescolatore, l'oscillatore locale, l'amplificatore a Media Frequenza, il limitatore, (quest'ultimo solo se il rivelatore è del tipo a discriminatore), il rivelatore, l'amplificatore a Bassa Frequenza e l'alimentatore.

N. 6 — Quando non conduce, ossia quando si comporta come un circuito aperto.

N. 7 — Quando la tensione presente sulla placca non ha un valore sufficiente per determinare un passaggio di corrente.

N. 8 — Perchè il discriminatore, a differenza del rivelatore a rapporto, è sensibile alle variazioni di ampiezza del segnale da rivelare.

N. 9 — Nel prelevamento di una parte della tensione di segnale presente nel discriminatore, e nell'applicarla al modulatore di reattanza. In tal modo viene variata proprozionalmente la frequenza dell'oscillatore locale, il che mantiene costante la frequenza di sintonia.

N. 10 — Due: il sistema basato sull'impiego di un voltmetro ad alta resistenza per la misura del segnale di uscita, e quello visuale, basato invece sull'impiego di un oscillografo.

N. 11 — Il sistema visuale, in quanto consente di vedere, e quindi di regolare perfettamente, la curva di responso dei vari trasformatori di Media Frequenza.

N. 12 — Il segnale A.F. fornito deve avere un'ampiezza costante, ossia la modulazione B.F. deve essere esclusa.

N. 13 — Deve avere la forma ad « S », con estremità arrotondate, e la massima estensione del tratto rettilineo.

N. 14 — Sì. In tal caso esso deve coincidere col centro del tratto rettilineo della curva. Il segnale deve perciò avere il valore nominale della Media Frequenza.

N. 15 — Tre: quello a frequenza centrale, e due di valori corrispondenti alle frequenze massima e minima della banda passante.

N. 16 — In assenza di modulazione il segnale all'uscita del rivelatore deve essere nullo.

TABELLA 78 - SIMBOLI RELATIVI alle CARATTERISTICHE dei TRANSISTORI

La tabella qui riportata elenca la maggior parte dei simboli adottati dai fabbricanti americani ed europei per esprimere le caratteristiche statiche e dinamiche dei transistori. Tali caratteristiche vengono normalmente denominate *parametri*, in quanto rappresentano i valori tipici, in funzione dei quali è possibile ottenere determinate condizioni di funzionamento.

Purtroppo, fino ad ora, non è stato possibile unificare i simboli così come è stato fatto per le valvole. In realtà, ciò è dovuto al fatto che nei confronti dei transistori, le caratteristiche sono in gran parte subordinate alla temperatura di funzionamento, in quanto dipendono anche dalla temperatura ambiente.

Consultando i dati di funzionamento enunciati nei confronti di un determinato transistore sui bollettini appositi, il lettore troverà vari simboli il cui significato si intende implicitamente noto. La presente tabella rivelerà pienamente la sua grande utilità in tali occasioni, proprio in quanto consentirà di stabilire a quale caratteristica corrisponde ciascuno di essi.

Si noti che vari *parametri*, diversi tra loro, rappresentano la medesima grandezza. Ciò per il fatto che — ripetiamo — non si é ancora provveduto ad una unificazione internazionale.

RELATIVI all'AMPLIFICAZIONE

α . . . . = Coefficiente di amplificazione di corrente

β . . . . . . = Coefficiente di amplificazione della corrente di base

α_{FB} opp. α_{fb} = Coefficiente di amplificazione di corrente, con base a massa

α_{FE} opp. α_{fe} = Coefficiente di amplificazione di corrente, con emettitore a massa

$F\alpha_b$ . . . . . = Frequenza di taglio del fattore α_{fb}

$f\alpha_e$ . . . . . = Frequenza di taglio del fattore α_{fe}

$f\alpha_{co}$ . . . . . = Frequenza di taglio del fattore α

f_{hfe} . . . . . = Frequenza di taglio, con emettitore a massa

f_{hfb} . . . . . = Frequenza di taglio, con base a massa

G_e . . . . . . = Guadagno di potenza, con emettitore a massa

G_b . . . . . . = Guadagno di potenza, con base a massa

C_{Ge} . . . . . = Guadagno di conversione, con emettitore a massa

RELATIVI alla CAPACITA'

C_c . . . . . . = Capacità interna alla giunzione del collettore

C_{ob} . . . . . = Capacità tra il collettore e la base

C_{oe} . . . . . = Capacità tra il collettore e l'emettitore

r'_bC_c . . . . = Costante di tempo data dal prodotto della resistenza interna di base e la capacità del collettore

RELATIVI alle CONDIZIONI di FUNZIONAMENTO

Con base a massa

h_{11b} . . . . . = Impedenza di ingresso, con uscita in corto circuito

h_{12b} . . . . . = Rapporto di reazione di tensione, con ingresso aperto

$-h_{21b}$ . . . . = Coefficiente di amplificazione di corrente, con uscita in corto circuito

h_{22b} . . . . . = Ammettenza di uscita, con ingresso aperto

h_{ib} . . . . . . = Impedenza di ingresso, con uscita in corto circuito

h_{ob} . . . . . = Ammettenza di uscita, con ingresso aperto

h_{fb} . . . . . = Coefficiente di amplificazione di corrente, con uscita in corto circuito

h_{rb} . . . . . = Rapporto di reazione di tensione, con ingresso aperto

Con emettitore a massa

h_{11e} . . . . . = Impedenza di ingresso, con uscita in corto circuito

h_{12e} . . . . . = Rapporto di reazione di tensione, con ingresso aperto

h_{21e} . . . . . = Coefficiente di amplificazione di corrente, con uscita in corto circuito

h_{22e} . . . . . = Ammettenza di uscita, con ingresso aperto

h_{ie} . . . . . . = Impedenza di ingresso, con uscita in corto circuito

h_{fe} . . . . . = Coefficiente di amplificazione di corrente, con uscita in corto circuito

h_{oe} . . . . . = Ammettenza di uscita, con ingresso aperto

h_{re} . . . . . = Rapporto di reazione di tensione, con ingresso aperto

RELATIVI alla CONDUTTANZA

G_i opp. g_i = Conduttanza di ingresso

G_o opp. g_o = Conduttanza di uscita

RELATIVI alla CORRENTE

I_B . . . . . . = Corrente di base

I_b . . . . . . = Corrente istantanea di base

I_C . . . . . . = Corrente di collettore

I_c . . . . . . = Corrente istantanea di collettore

I_{CBO} . . . . = Corrente inversa di saturazione di collettore, con circuito di emettitore aperto

I_{CER} . . . . . = Corrente di collettore, con base a massa, e con polarizzazione inversa

I_{CES} . . . . . = Corrente di collettore, con base in corto circuito con l'emettitore

I_{CEO} . . . . = Corrente inversa di saturazione di collettore, con circuito di base aperto

I_{CPG} . . . . . = Corrente media di collettore, riferita ad un determinato guadagno di potenza

I_{co} . . . . . . = Corrente inversa di saturazione di collettore, con circuito di emettitore aperto
I_E . . . . . . = Corrente di emettitore
I_e . . . . . . = Corrente istantanea di emettitore
I_{EO} . . . . . = Corrente di emettitore, con polarizzazione inversa ed uscita aperta
I_i . . . . . . = Corrente alternata di ingresso
I_{im} . . . . . . = Valore di cresta della corrente alternata di ingresso
I_o . . . . . . = Corrente alternata di uscita
I_s . . . . . . = Corrente erogata dalla sorgente di alimentazione

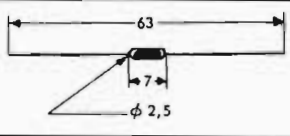
RELATIVI alla POTENZA

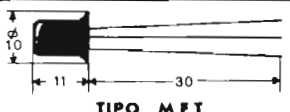
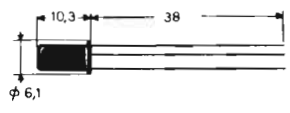
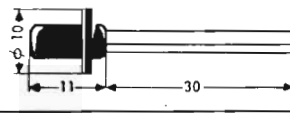
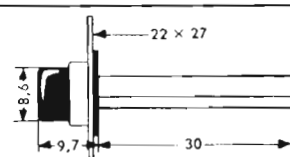
P_C . . . . . = Potenza dissipata nel circuito del collettore
P_c . . . . . . = Potenza di uscita nel circuito del collettore
P_i . . . . . . = Potenza di ingresso
Po . . . . . = Potenza di uscita
Ps . . . . . . = Potenza dissipata per alimentazione
P_T . . . . . = Potenza totale media, per funzionamento continuato

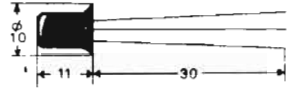
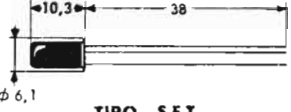
RELATIVI alla RESISTENZA

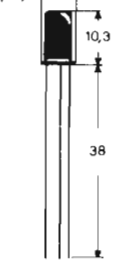
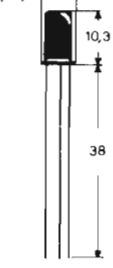
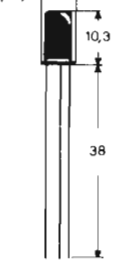
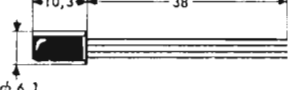
R_B opp. R_b = Resistenza esterna di base
r_b . . . . . . = Resistenza interna equivalente di base
R_{BB} opp. R_{bb} = Resistenza tra le due basi, in un «push-pull»
r'_bC_c . . . . = Costante di tempo data dal prodotto tra la resistenza interna di base, e la capacità del collettore
R_{BE} opp. R_{be} = Resistenza tra base ed emettitore
R_C opp. R_c = Resistenza di carico del collettore
r_c . . . . . . = Resistenza interna equivalente del collettore
R_{cc} . . . . . = Resistenza di carico tra i due collettori, in un «push-pull»
R_{ce} . . . . . = Resistenza tra collettore ed emettitore
R_E opp. R_e = Resistenza esterna di emettitore
r_e . . . . . . = Resistenza interna equivalente di emettitore
R_i . . . . . . = Resistenza di ingresso
R_m opp. r_m = Resistenza interna equivalente di riferimento
R_{SC} . . . . . = Resistenza di saturazione del collettore
Z_i . . . . . . = Impedenza di ingresso
Z_o . . . . . . = Impedenza di uscita

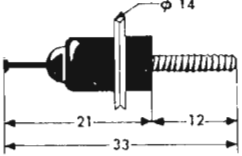
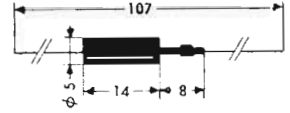
RELATIVI alla TEMPERATURA

T_a opp. T_{amb} = Temperatura ambiente
T_c . . . . . . = Temperatura dell'involucro esterno
T_j opp. T_g = Temperatura della giunzione
ΔT_j opp. ΔT_g = Variazione della temperatura della giunzione
T_{stg} opp. T_m = Temperatura di magazzinaggio

RELATIVI alla TENSIONE

V_B opp. V_b = Tensione di base
V_{bb} . . . . . = Tensione tra le due basi, in un « push-pull »
V_{BBE} . . . . = Tensione di alimentazione tra base ed emettitore
V_{BE} opp. V_{be} = Tensione di base, con emettitore a massa
V_C opp. V_c = Tensione di collettore
V_{CB} opp. V_{cb} = Tensione di collettore, con base a massa
V_{CBO} . . . . = Tensione tra collettore e base
V_{CC} opp. V_{cc} = Tensione tra i collettori, in un « push-pull »
V_{CCB} . . . . = Tensione di alimentazione del collettore, con base a massa
V_{ccb} . . . . . = Tensione di alimentazione, tra collettore e base
V_{CCE} . . . . = Tensione di alimentazione del collettore, con emettitore a massa
V_{cce} . . . . . = Tensione di alimentazione, tra collettore ed emettitore
V_{CE} . . . . . = Tensione di collettore, riferita ad un determinato valore di impedenza tra base ed emettitore
V_{ce} . . . . . = Tensione di collettore, con emettitore a massa
V_{CEO} . . . . = Tensione tra collettore ed emettitore
V_{CEK} . . . . = Tensione di collettore, in corrispondenza del gomito della curva caratteristica
V_E opp. V_e = Tensione di emettitore
V_{ee} . . . . . = Tensione tra gli emettitori, in un « push -pull »
V_{hf} . . . . . = Tensione ad Alta Frequenza
V_i . . . . . = Tensione alternata di ingresso
V_{im} . . . . . = Valore di cresta della tensione alternata di ingresso
V_o . . . . . . = Tensione alternata di uscita
V_{osc} . . . . . = Tensione dell'oscillatore
V_s . . . . . . = Tensione fornita dalla sorgente di alimentazione
BV_{CBO} . . . = Tensione di rottura tra collettore e base
BV_{CEO} . . . = Tensione di rottura tra collettore ed emettitore

VARI

B . . . . . . = Larghezza di banda
d . . . . . . = Fattore di distorsione
F opp. f . . = Fattore di fruscio
k . . . . . . = Aumento della temperatura alla giunzione, per unità di potenza dissipata
K . . . . . . = Resistenza termica totale
f_{max} . . . . . = Massima frequenza di oscillazione
N.F. . . . . . = Fattore rumore (« Noise figure »)
η . . . . . . = Fattore di rendimento
BV_{CBO} . . . = Tensione di rottura tra collettore e base
BV_{CEO} . . . = Tensione di rottura tra collettore ed emettitore

CARATTERISTICHE dei DIODI AL GERMANIO di PRODUZIONE «MISTRAL»

63 / 7 / ϕ 2,5 UTILIZZAZIONE	TIPO	LIMITI ASSOLUTI A 25 °C Massima tensione inversa (V)	Massima corrente diretta (mA)	MINIMA CORRENTE DIRETTA (mA)	MASSIMA CORRENTE INVERSA (μA)	
USO GENERALE	SFD 112	40	20	5 (1 V)	20 (5 V-25 °C)	500 (50V-25 °C)
	1 N 127	100	30	3 (1 V)	25 (10 V-25 °C)	300 (50V-25 °C)
Rivelatore B. F.	SFD 106	25	30	5 (1 V)	10 (2 V - 25 °C)	200 (25V-25 °C)
	SFD 107	25	20	5 (1 V)	20 (5 V - 25 °C)	500 (25V-25 °C)
Rivelatore video	SFD 104	25	30	7 (1 V)	6 (2 V - 25 °C)	300 (18V-25 °C)
	1 N 60	25	30	7 (1 V)	6 (2 V - 25 °C)	300 (18V-25 °C)
Discriminatore F.M. (in coppia)	SFD 111	25	30	10 (1 V)	1 (1 V - 25 °C)	300 (18V-25 °C)
	SFD 115	45	30	7 (1 V)	1 (0,4V - 25 °C)	60 (30V-25 °C)
Rivelazione ad alta impedenza	SFD 110	45	30	5 (1 V)	1 (0,1V - 25 °C)	350 (45V-25 °C)
Commutazione	SFD 105	30	30	3 (1 V)	150(15V-55 °C)	500 (30V-55 °C)
	SFD 109	90	30	5 (1 V)	40 (10 V-60 °C)	250 (90V-25 °C)
Alta tensione	SFD 108	115	30	5 (1 V)	7 (10 V - 25 °C)	250(10025V-°C)
Alta temperatura	1 N 198	100	30	5 (1 V)	65 (10V-75 °C)	350 (80V-75 °C)
Mescolatore U.H.F. 900 MHz	SFD 117	2	55	Fattore di rumore a 500 MHz = 10 dB Resistenza diretta (a ID = 10mA) = 75 Ω Resistenza inversa (a Vi = -2 V) = 1500Ω		

CARATTERISTICHE dei TRANSISTORI al GERMANIO «MISTRAL» - PNP - per BASSA FREQUENZA

UTILIZZAZIONE	TIPO	LIMITI ASSOLUTI A 25 °C Vcb max (Volt)	Ic max (mA)	Pc max (mW)	CARATTERISTICHE A 25 °C h21 e - h21 E	F α (MHz)	Rbb' (Ω)	Cb'c (pF)	DIMENSIONI
Preamplificatori e Driver	MFT151/SFT351	24	150	200	30 (1 mA)	1,2	55	32	ϕ 10; 11; 30 TIPO MFT
	MFT152/SFT352	24	150	200	50 (1 mA)	1,5	60	32	
	MFT153/SFT353	24	150	200	80 (1 mA)	2,5	75	32	
Push - Pull Classe B per stadi finali con potenze fino a 500 mW di uscita	MFT121/SFT321	24	250	200	30(100mA)	1,2	55	32	10,3; 38; ϕ 6,1 TIPO SFT
	MFT122/SFT322	24	250	200	50(100mA)	1,5	60	32	
	MFT123/SFT323	24	250	200	80(100mA)	2,5	75	32	
	SFT 141	45	250	200	30(100mA)	1	55	32	ϕ 10; 11; 30
	SFT 142	45	250	200	50(100mA)	1,2	60	32	
Push - Pull Classe B per stadi finali con potenze fino ad 1 W di uscita	SFT 124	24	500	350	30(250mA)	1	50	60	ϕ 13; 9,7; 30
	SFT 125	24	500	350	70(250mA)	2	60	60	
Push - Pull Classe B per stadi finali con potenze fino a 2 W di uscita	SFT 130	24	500	550	30(250mA)	1	50	60	22 × 27; 8,6; 9,7; 30
	SFT 131	24	500	550	70(250mA)	2	60	60	

CARATTERISTICHE dei TRANSISTORI al GERMANIO « MISTRAL » - PNP - per ALTA FREQUENZA

UTILIZZAZIONE	TIPO	LIMITI ASSOLUTI A 25 °C			CARATTERISTICHE A 25 °C				DIMENSIONI
		Vcb max (Volt)	Ic max (mA)	Pc max (mW)	Guadagno	F α (MHz)	Rbb' (Ω)	Cb'c (pF)	
Amplificatori M.F. a 455 KHz	**MFT106/SFT306**	18	100	150	33 dB	3	85	9	ϕ 10; 11; 30; TIPO MFT
	MFT107/SFT307	18	100	150	38 dB	6	90	9	
Convertitori A. F.	**MFT108/SFT308**	18	100	150	—	12	100	9	10,3; 38; ϕ 6,1; TIPO SFT
Amplificatori A. F.	**SFT 126**	24	250	150	25 (1 mA)	5	70	9	ϕ 10; 11; 30
	SFT 127	24	250	150	35 (1 mA)	7	90	9	
	SFT 128	24	250	150	55 (1 mA)	12	110	9	

CARATTERISTICHE dei TRANSISTORI al GERMANIO « MISTRAL » - PNP - per ALTA FREQUENZA Tipi « DRIFT »

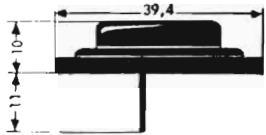
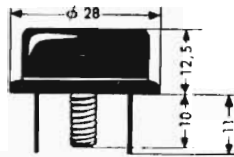
UTILIZZAZIONE	TIPO	Vcb max (Volt)	Ic max (mA)	Pc max (mW)	Guadagno	F α (MHz)	Rbb' (Ω)	Cb'c (pF)	DIMENSIONI
Convertitore O. C. fino a 23 MHz	**SFT 317**	20	10	150	—	35	30	2	ϕ 6,1; 10,3; 38
Amplificatore M.F. a 455 kHz	**SFT 319**	20	10	150	30 dB	30	40	2	
Convertitore O.M. - O.L. ed O.C. "banda espansa,,	**SFT 320**	20	10	150	—	30	30	2	
Convertitore O. C. fino a 23 MHz	**SFT 354**	20	10	120	—	55	20	2	
Amplificatore M. F. a 10,7 MHz	**SFT 316**	20	10	120	25 dB	50	20	2	
Convertitore F.M. fino a 100 MHz nominali	**SFT 357**	20	10	120	—	70	20	2	
Amplificatore A. F.	**SFT 358**	20	10	120	14 dB	70	20	2	
Amplificatore M.F. per T.V. a 30 MHz	**SFT 356**	20	10	120	25 dB	50	20	2	
Amplificatore A.F. fino a 15 MHz per usi professionali	**SFT 315**	40	20	150	—	40	30	2	
Amplificatore A.F. fino a 30 MHz per usi professionali	**2 N 384**	35	10	120	20 dB	100	40	1,8	10,3; 38; ϕ 6,1

CARATTERISTICHE dei RADDRIZZATORI al GERMANIO di PRODUZIONE « MISTRAL »

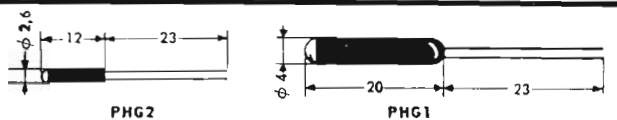
Con aletta di raffreddamento	**SFR 106**	50	1,2 A	ϕ 14; 21; 12; 33
1ª colonna: max. tens. inversa, V.; 25° C 2ª colonna: max. corr. diretta, mA.; 25° C	**SFR 106/1** **» 106/2** **» 105/1** **» 105/2**	50 50 100 100	5 A 7 A 4 A 6,5 A	

RADDRIZZATORI « MISTRAL » al SILICIO

1ª colonna: max. tens. inversa, V.; 25° C

2ª colonna: max. corr. diretta, mA.; 25° C

SFR 151	100	0,5 A 55 °C
» 152	200	0,5 A 55 °C
» 153	300	0,5 A 55 °C
» 154	400	0,5 A 55 °
» 155	500	0,4 A 55 °C
» 164	400	0,5 A 55 °C

FOTODIODI « MISTRAL »

PHG 1
PHG 2
30 mW - 25 °C - 100 mA/lumen

CARATTERISTICHE dei TRANSISTORI al GERMANIO « MISTRAL » - PNP - per BASSA FREQUENZA - Tipi di POTENZA

UTILIZZAZIONE	TIPO	LIMITI ASSOLUTI A 25 °C			CARATTERISTICHE A 25 °C				DIMENSIONI
		Vcb max (Volt)	Ic max (mA)	Pc max (mW)	h21 e - h21 E	f α (MHz)	Rbb' (Ω)	Cb'c (pF)	
AMPLIFICATORI B. F. o CONVERTITORI C. C.	SFT 212	30	3 A	30w *	40 (2 A)	0,2	—	200	39,4 / 10 / 11
	SFT 213	40	3 A	30w *	40 (2 A)	0,25	—	200	
	SFT 214	60	3 A	30w *	40 (2 A)	0,25	—	200	
	SFT 250	80	3 A	30w *	50 (2 A)	0,25	—	200	
	SFT 238	40	6 A	35w	30 (4 A)	0,35	—	130	
	SFT 239	60	6 A	35w *	30 (4 A)	0,35	—	130	
	SFT 240	80	6 A	35w *	30 (4 A)	0,35	—	130	
	SFT 265	40	15 A	70w *	20 (12 A)	0,3		200	ϕ 28 / 12,5 / 10 / 11
	SFT 266	60	15 A	70w *	20 (12 A)	0,3	—	200	
* Temperatura della custodia 25° C	SFT 267	80	15 A	70w *	20 (12 A)	0,3	—	200	

NOTE GENERALI SULL'IMPIEGO dei TRANSISTORI

Grazie alla semplicità della loro struttura, i transistori presentano una lunga durata, tanto che essa può essere considerata praticamente indefinita. Questa fu subito l'opinione generale all'inizio della produzione. I dati di fatto oggi disponibili stanno ad indicare che tale affermazione può essere considerata in gran parte vera.

Le cause più comuni di deterioramento sono raramente spontanee, e quando si manifestano, ciò accade dopo un periodo di tempo relativamente lungo, pari cioè a diverse migliaia di ore di funzionamento. Le cause non spontanee possono invece essere dovute — ad esempio — all'aumento graduale della corrente di saturazione (pari alla corrente del collettore allorchè la corrente di base è zero).

Se da un canto i circuiti ad autopolarizzazione e quelli a polarizzazione fissa eliminano in parte tale inconveniente, dall'altro simili provvedimenti vanno a scapito sia del rendimento che dell'amplificazione. In un circuito di amplificazione, la polarizzazione della base diminuisce la possibilità di amplificazione, ed inoltre, man mano che si approssima al limite della polarizzazione automatica, si ha un notevole aumento graduale della distorsione.

Un'altra fonte di deterioramento dei transistori è l'alta temperatura. Con l'aumentare di quest'ultima, la corrente statica aumenta, determinando un aumento corrispondente dell'effetto termico sulla giunzione del collettore. Ciò aumenta, a sua volta, la corrente statica o naturale del transistore: in tal modo la corrente circolante raggiunge progressivamente un valore tale da determinare praticamente la distruzione del transistore.

Allo scopo di evitare quanto sopra, si usa spesso una resistenza di valore relativamente basso in serie allo emettitore, la quale compie una funzione analoga a quella della resistenza catodica nelle valvole, e limita l'intensità della corrente ad un valore di sicurezza.

Sebbene i transistori non richiedano il funzionamento sotto vuoto, essi tuttavia devono essere ermeticamente sigillati. La presenza di vapor d'acqua contaminerebbe immediatamente una giunzione mal protetta; si è trovato che la corrente di saturazione può raggiungere un valore di ben 100 volte superiore a quello normale che si verifica in presenza di sola aria assolutamente asciutta, se la percentuale di umidità ambientale sale invece al 50%.

VISITATECI alla

Fiera di Milano

Padiglione 33
Radio e TV
Stand 33.626

Chiedete all'edicola

Potrete acquistare libri di radio, televisione, ecc., copie arretrate di «RADIO e TELEVISIONE» e del «Corso di RADIOTECNICA» nonchè le copertine per la rilegatura del I° volume.

Una copia, alle edicole, lire 300

Abbonamento per 12 Numeri. . . . . lire 3.060.
Per gli abbonati al "Corso di Radiotecnica,, ... solo lire 2.754.

Abbonamento: "RADIO e TELEVISIONE,, - via dei Pellegrini N. 8/4, conto corrente postale: 3/4545 - Milano

L'abbonamento non ha riferimento all'anno solare e vi da sempre diritto a ricevere 12 Numeri: inoltre, vi invieremo 4 fascicoli in omaggio, da voi scelti tra quelli disponibili, anteriori al N. 97.
Se non disponete del N. 98 potete farlo includere nell'abbonamento.

MANTENETEVI AGGIORNATI CON LA TECNICA RADIO - TV LEGGENDO ASSIDUAMENTE « **RADIO e TELEVISIONE** »

HEATH COMPANY

a subsidiary of Daystrom, Inc.

RF Signal Generator

MODELLO

RF-1

REQUISITI

- Portatile, preciso.
- Consigliato per il servizio tecnico.
- Modulazione interna ed esterna.

CARATTERISTICHE

GAMME DI FREQUENZA:

Banda A	100 kHz ÷ 320 kHz.
Banda B	310 kHz ÷ 1100 kHz.
Banda C	1 MHz ÷ 3,2 MHz.
Banda D	3,1 MHz — 11 MHz.
Banda E	10 MHz — 32 MHz.
Banda F	32 MHz — 110 MHz.
Armoniche tarate	100 MHz — 220 MHz.
Precisione	2%.

USCITA:

Impedenza	50 Ohm.
Tensione	eccedente 0,1 Volt (ogni banda).

MODULAZIONE:

Interna	400 Hz con una profondità di circa il 30%.
Esterna	3 Volt ai capi di 50 kΩ con una profondità di circa il 30%.
Uscita di BF a 400 Hz	circa 10 volt a circuito aperto.
Tubi impiegati	V1-12AT7 - oscillatore RF. V2-6AN8 - modulatore e stadio di uscita RF.
Alimentazione	105-125 Volt CA; 50 ÷ 60 Hz; 15 W.
Dimensioni della custodia in alluminio	larghezza cm. 16,2; altezza cm. 23,8; profondità cm. 12,5.
Peso netto	Kg. 2.

RAPPRESENTANTE GENERALE PER L'ITALIA

LARIR soc. r. l. **MILANO** P.zza 5 GIORNATE 1
Telefoni: 795.762 - 795.763

AGENTI ESCLUSIVI DI VENDITA PER: LAZIO - UMBRIA - ABRUZZI
Soc. FILC RADIO - ROMA
Piazza Dante, 10 - Telefono 736.771

EMILIA - MARCHE
Ditta A. ZANIBONI - BOLOGNA
Via Azzogardino, 2 - Telefono 263.359

Dal 1931 su tutti i mercati del mondo

IL RICEVITORE G 335

descritto alla lezione 71ª

è un modernissimo apparecchio, che può essere facilmente montato con piena sicurezza di risultati. Il mobile, di linea elegante, completa nel modo migliore la realizzazione. Questo ricevitore rappresenta la soluzione più conveniente – anche nei confronti degli apparecchi a transistori – nei casi di frequente e prolungato impiego.

Un altoparlante di alto rendimento e notevole uniformità di resa acustica, unitamente ad un circuito elettrico amplificatore dotato di correzioni e compensazioni opportunamente calcolate, conferisce al G 335 la particolare prerogativa di una eccellente riproduzione sonora. Riceve la gamma delle Onde Medie, con facilità di accordo su ampia scala parlante. Presenta 7 funzioni di valvola, 6 circuiti accordati, controllo di tono, possibilità di alimentazione da reti a corrente alternata da 100 a 230 volt. L'altoparlante è del tipo ellittico. Il mobile è in colore marrone con finiture, pannello frontale e bottoni, bianco avorio. Dimensioni di cm 37 x 20 x 24 e peso di 3,5 kg.

G 335/SM — **Scatola di montaggio**, completa di valvole e di ogni parte necessaria alla costruzione. Prezzo comprensivo di tasse radio e di imballo, porto escluso. . . . . Lire 12.600
Mobile marrone, completo per detto. Prezzo comprensivo di tasse e imballo. . . . . Lire 4.200

G 335 — **Ricevitore montato**, tarato e collaudato, completo di mobile. Prezzo, tasse radio comprese Lire 22.800

GELOSO S.p.A. - Viale Brenta, 29 - Telefoni 563.183/4/5/6/7 - MILANO (808)

corso di RADIOTECNICA

pubblicazione settimanale - 15 - 22 aprile 1961 un fascicolo lire 150 29° numero

corso di RADIOTECNICA

settimanale a carattere culturale

Direzione, Amministrazione, Pubblicità:
Via dei Pellegrini 8/4 - Telef. 593.478

MILANO

Ogni fascicolo — contenente 3 lezioni — costa lire 150, acquistato alle edicole.

Se l'edicola risulta sprovvista, o si teme di rimanere privi di qualche numero, si chieda invio settimanale direttamente al proprio domicilio a mezzo abbonamento.

Il versamento per ricevere i 52 fascicoli costituenti l'intero Corso è di lire 6500 + I.G.E. = lire 6630. A mezzo vaglia postale, assegno bancario, o versamento sul conto corr. postale 3/41.203 del « Corso di RADIOTECNICA » - Via dei Pellegrini 8-4 - Milano. In ogni caso, scrivere in modo molto chiaro e completo il proprio indirizzo.

L'abbonamento può essere effettuato in qualsiasi momento; si intende comprensivo delle lezioni pubblicate e dà diritto a ricevere tali lezioni, che saranno inviate con unica spedizione.

Estero: abbonamento al Corso, Lit. 8.500. ($ 15). Numeri singoli Lit. 300 ($ 0,50).

Per i cambi di indirizzo durante lo svolgimento del Corso, unire lire 100, citando sempre il vecchio indirizzo.

Fascicoli singoli arretrati — se disponibili — possono essere ordinati a lire 300 cadauno.

Non si spedisce contrassegno.

Distribuzione alle edicole di tutta Italia: Diffus. Milanese . Via Soperga, 57 - Milano.

Direttore responsabile: Giulio Borgogno.

Autorizzaz. N. 5357 - Tribunale di Milano.

Stampa: Intergrafica S.r.l. - Cologno Monzese.

La Direzione non rivende materiale radio; essa può comunicare, se richiesta, indirizzi di Fabbricanti, Importatori, Grossisti ecc. in grado di fornire il necessario ed ai quali il lettore può rivolgersi direttamente.

Alla corrispondenza con richiesta di informazioni ecc. si prega allegare sempre il **francobollo per la risposta**.

Parte del testo e delle illustrazioni è dovuta alla collaborazione del Bureau of Naval Personnel, nonchè al Dept. of the Army and the Air Force - U.S.A.

A chi può essere utile questo Corso? Anzitutto — stante la sua impostazione — il Corso, basato sull'esposizione in forma a tutti accessibile, della radiotecnica, dai suoi elementi basilari alla evoluzione più recente, rappresenta la forma ideale per tutti coloro che intendono dedicarsi all'elettronica, sia come forma ricreativa sia — soprattutto — per l'acquisizione di una professione specializzata che possa procurare loro una posizione di privilegio in seno alla società odierna.

Anno per anno, la nostra civiltà si indirizza sempre più verso questa meravigliosa, si potrebbe dire fascinosa, elettronica, che nel modo più evidente consente sviluppi impensati, progressi grandiosi e una rapida evoluzione di tutti gli altri rami dello scibile che essa tocca e influenza.

L'industria, tutta l'industria, nel senso più ampio, da quella elettrotecnica a quella meccanica, alla metallurgica, alla chimica ecc., con i suoi laboratori di ricerca e le sue fabbriche richiede, e richiederà sempre più, con un ritmo rapidamente crescente, tecnici specializzati con conoscenza dell'elettronica, tecnici specificatamente elettronici e persino operai e impiegati di ogni ordine e categoria con cognizioni di elettronica.

Si può dire che anche le branche commerciali, quelle dei trasporti e persino quelle amministrative con le recenti introduzioni delle calcolatrici, abbisognano di personale che conosca i principi dell'elettronica, le macchine relative, il loro pieno sfruttamento, la eventuale riparazione ecc. e, quanto più in modo completo, quanto meglio.

Nasce, da una tale situazione, una logica conseguenza: per la scelta di una professione o di un mestiere, per un miglioramento della propria posizione sociale, per l'intrapresa di una libera attività o anche per la sola acquisizione di cognizioni che indubbiamente verranno oltremodo utili, è quanto mai opportuno riflettere se non sia conveniente dedicare un po' di tempo allo studio di questa scienza che ha tra l'altro il pregio di rendersi immediatamente attraente, concreta, accessibile e foriera di moltissime soddisfazioni.

A questo scopo appunto, e con questi intenti, è stato redatto questo Corso.

Non mancano invero altri corsi (specie per corrispondenza) o scuole di radiotecnica, nè mancano (sebbene siano in numero del tutto inadeguato) scuole statali o pareggiate ma la struttura e l'impostazione che caratterizzano queste 156 lezioni sono alquanto particolari, presentando non pochi vantaggi sulle diverse altre forme di cui si è detto.

Anzitutto vogliamo porre in evidenza **il fattore economico.**

Frequentare regolarmente, durante tutto l'anno, una scuola è certo il modo più logico — anche se non il più rapido — per apprendere ma, tralasciando il fatto che rarissimi sono gli Istituti di radiotecnica, è a tutti possibile dedicarsi esclusivamente, e per l'intero anno, allo studio? Noi riteniamo che chi può farlo costituisca oggi assai più l'eccezione che la regola. Ciò significa infatti poter disporre liberamente del proprio tempo senza avere la necessità di un contemporaneo guadagno: il nostro Corso permette a chiunque di studiare a casa propria, nelle ore libere dal lavoro, senza abbandonare o trascurare quest'ultimo. Ciò caratterizza invero anche altri corsi, ma il vantaggio economico diviene notevole ed evidentissimo se si considera che di fronte all'esborso, anche se rateale, di quasi 80.000 lire che i corsi per corrispondenza richiedono, seguendo il nostro Corso la spesa in un anno risulta di poco più di 7500 lire (150 lire alla settimana presso un'edicola) o di 6630 lire totali, con recapito postale, settimanale, delle lezioni a domicilio.

E' superfluo dire che la Modulazione di Frequenza, i transistori, i circuiti stampati, la trasmissione, il telecomando ecc. sono argomenti integrali del Corso e non costituiscono motivo di corsi speciali, aggiunti o particolari.

Le lezioni di questo Corso — a differenza di molte altre — non sono stampate con sistemi di dispensa, a ciclostile, o con sistemi più o meno analoghi, derivanti cioè da un originale battuto a macchina da scrivere; esse sono stampate in uno stabilimento grafico, con chiari caratteri tipografici da cui deriva una assai più agevole lettura e — fattore certamente di non secondaria importanza — un contenuto molto più ampio, corrispondendo una pagina a stampa a tre o quattro pagine di quelle citate. Il lettore avrà, alla fine del Corso, un volume di ben 1248 pagine di grande formato!

Chiunque, indipendentemente dall'età, dalla professione e dalle scuole compiute **può seguire il Corso.** Alle esposizioni teoriche si abbinano numerose, attraenti, istruttive ed utili descrizioni che consentono la realizzazione di ricevitori, amplificatori, strumenti vari e persino di trasmittenti su onde corte.

A questo proposito è sintomatico il fatto che la Direzione non vuole assolutamente assumere la fisionomia di un fornitore o commerciante di materiale radio, rivendendo agli allievi le parti necessarie. Il materiale occorrente l'interessato può acquistarlo dove e come meglio crede e, assai spesso anzi, già ne dispone. Viene così evitato l'acquisto forzoso, caratteristico più o meno di tutti gli altri corsi.

Anche chi è già radiotecnico, anche chi ha seguito o segue altri corsi troverà il massimo tornaconto in questo completo ed aggiornato lavoro. Molte nozioni, è logico, saranno note, altre un po' meno e sarà utile rinfrescarle, e il tutto infine costituirà un manuale di consultazione, prezioso tanto per la teoria esposta quanto per i numerosi schemi, per le tabelle, per i grafici, gli elenchi, i dati, il vocabolario dei termini ecc.

Concludendo, si può affermare che questo **Corso di Radiotecnica** oltre che come insegnamento graduale si presenta come **enciclopedia e rivista assieme** ciò che permette di formare — con modestissima spesa — **il più completo, ricco, utile e pratico volume di radiotecnica di cui sia dato oggigiorno disporre.**

CIRCUITI a TRANSISTORI

Una differenza notevole nei circuiti di impiego, tra le valvole ed i transistori, consiste — come abbiamo visto nelle lezioni precedenti — nei diversi valori di impedenza di ingresso e d'uscita. Mentre una valvola funziona normalmente con una polarizzazione *inversa* tra griglia e catodo (inversa nel senso che tale polarizzazione tende ad impedire il passaggio della corrente elettronica nel circuito di griglia), ossia con circuito di ingresso ad alta resistenza, la polarizzazione tra base ed emettitore di un transistore è in senso *favorevole*, ossia tale da dare un circuito di ingresso a bassa resistenza.

Analogamente, nei confronti del circuito di uscita, mentre la tensione di placca ha una polarità tale da favorire, anzi da provocare il passaggio della corrente, la polarizzazione del collettore è invece *inversa*.

La conseguenza di ciò è che, mentre una valvola ha un'alta impedenza di ingresso ed una bassa impedenza di uscita, nel caso del transistore si ha esattamente il contrario, ad eccezione — come vedremo — del circuito con collettore a massa. Possiamo facilmente comprendere quindi, che i principî fondamentali di funzionamento di questi due sistemi di amplificazione sono alquanto differenti, nel senso che l'amplificazione del transistore è essenzialmente un'**amplificazione di corrente**, mentre, nel caso della valvola, si ha essenzialmente un'**amplificazione di tensione**. È dunque chiaro che mentre per l'alimentazione di una valvola è necessaria una sorgente di *tensione* costante, per il transistore occorre invece una sorgente di *corrente* costante.

AMPLIFICATORE con BASE a MASSA

Abbiamo analizzato precedentemente i tre circuiti basilari di amplificazione mediante transistori, ed i circuiti a valvola equivalenti. La **figura 1** illustra il circuito — peraltro già noto — di uno stadio di amplificazione con base a massa, nonchè il circuito equivalente a valvola.

Il segnale di ingresso viene qui applicato tra l'emettitore e la base. La tensione di polarizzazione del circuito di ingresso determina il potenziale medio dell'emettitore nei confronti della base. Questa — beninteso — non deve essere necessariamente collegata alla massa dell'intero circuito, in quanto è sufficiente che sia comune al circuito di ingresso ed a quello di uscita.

Le caratteristiche di questo circuito sono, come abbiamo visto, bassa impedenza di ingresso, alta impedenza di uscita, nessuna inversione di polarità tra i segnali di ingresso e di uscita, ed inoltre, massima stabilità, ma con amplificazione limitata.

AMPLIFICATORE con EMETTITORE a MASSA

Questo circuito è illustrato nella **figura 2**; si noti che il segnale è applicato tra la base e l'emettitore, e che la polarizzazione del circuito di ingresso determina il potenziale medio della base nei confronti dell'emettitore comune.

Il segnale di ingresso fa variare la corrente di base al di sopra ed al di sotto del suo valore medio, provocando delle variazioni di corrente amplificate nel circuito del collettore. Ciò fa in modo che ai capi dell'impedenza di carico (R_L) sia presente una versione amplificata del segnale di ingresso.

La **figura 3** illustra le curve caratteristiche di un transistore a giunzione del tipo *n-p-n* collegato con emettitore a massa. Tali curve denotano che la corrente del collettore o « di uscita », (I_c) è molto maggiore della corrente di base o « di ingresso » (I_b). Il motivo di ciò risiede — come sappiamo — nel fatto che le correnti dell'emettitore e del collettore sono pressochè eguali, e che la corrente di base corrisponde approssimativamente alla differenza tra queste due.

L'amplificazione della corrente di base viene, a volte, rappresentata dalla lettera β (beta), ed è molto maggiore di « alfa », in funzione della quale può essere espressa dalla formula:

$$\beta = \frac{\alpha}{(1 - \alpha)}$$

Il circuito con emettitore a massa è molto più sensibile alla variazione di frequenza che non quello con base a massa. Questa caratteristica determina una diminuzione dell'amplificazione in corrispondenza della frequenza critica, tale che — con tale valore di frequenza — detta amplificazione eguaglia quella del circuito con base a massa. Le caratteristiche dello stadio di amplificazione con emettitore a massa sono — riassumiamo — le seguenti: bassa o media impedenza di ingresso, media o alta impedenza di uscita, amplificazione di corrente massima nei confronti degli altri due circuiti tipici, ed inversione di fase tra il segnale di ingresso e quello di uscita.

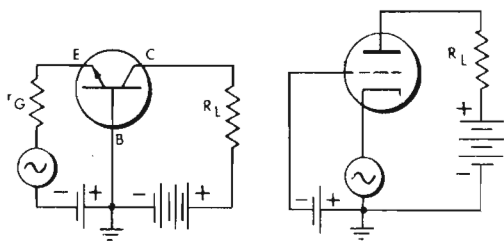



Fig. 1 - **Confronto tra uno stadio a transistore con base a massa, ed uno stadio a valvola con griglia a massa. Il segnale viene applicato — rispettivamente — tra emettitore e massa, e tra catodo e massa.**

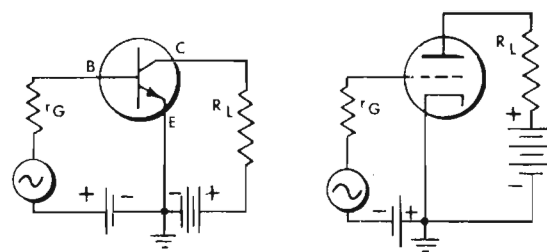



Fig. 2 - **Confronto tra uno stadio a transistore con emettitore a massa, ed uno stadio a valvola con catodo a massa. I due circuiti costituiscono entrambi il metodo più idoneo per ottenere la massima amplificazione.**

AMPLIFICATORE con COLLETTORE a MASSA

La **figura 4** illustra questo tipo di circuito. Il segnale di ingresso viene applicato tra la base ed il lato a massa del circuito del collettore, mentre l'uscita viene prelevata ai capi dell'impedenza di carico comune collegata tra l'emettitore e la massa. Il collettore è perciò in comune a due circuiti di ingresso e di uscita.

Come avviene negli altri circuiti a transistori, la corrente di polarizzazione e la tensione del collettore vengono fornite da sorgenti di alimentazione a c.c. Questo circuito differisce dagli altri considerati precedentemente, in quanto l'impedenza di ingresso è relativamente alta mentre quella di uscita è molto bassa. Per questo motivo, viene comunemente impiegato per l'adattamento di impedenze.

Le caratteristiche del circuito con collettore a massa sono le seguenti: alta impedenza di ingresso e bassa impedenza di uscita, amplificazione di potenza definita (inferiore tuttavia a quella degli altri due circuiti), amplificazione di tensione inferiore all'unità (analogamente a quanto avviene col circuito a valvola detto « cathode follower »), e nessuna inversione di fase tra il segnale di ingresso e quello di uscita.

L'amplificazione effettiva di un transistore è generalmente espressa in *dB* (decibel) di potenza. Il relativo valore viene enunciato a volte in riferimento ad ognuno di circuiti or ora descritti, ed a volte in riferimento al solo circuito con emettitore a massa. Inoltre, questo importante fattore non è riferito soltanto all'amplificazione di corrente da parte del circuito, bensì dipende, oltre che dalle caratteristiche di impedenza del transistore, anche dalla esattezza con cui tali impedenze sono adattate a quelle della sorgente e del carico di utilizzazione. L'amplificazione dipende inoltre dai potenziali applicati agli elettrodi e, come abbiamo chiarito precedentemente, dal tipo di circuito.

La POLARIZZAZIONE dei TRANSISTORI

Uno dei problemi più interessanti in merito agli amplificatori a transistori consiste nel mantenere le tensioni opportune tra l'emettitore ed il collettore, con un valore appropriato della corrente che scorre nel circuito, mediante adeguate condizioni di polarizzazione. Queste devono essere costanti nonostante eventuali variazioni sia della temperatura ambiente, sia di amplificazione e di intensità di corrente allorchè si sostituisce un transistore con un altro del medesimo tipo.

Se il guadagno di corrente h_{FE} del transistore fosse costante col variare della temperatura, e se la corrente di dispersione fosse trascurabile, sarebbe possibile fissare le condizioni di polarizzazione facendo passare una corrente di base di valore adatto attraverso il transistore stesso, come indicato nella **figura 5**.

La corrente che scorre nel circuito di uscita del collettore è data da:

$$I_c = h_{FE} \frac{E}{R_1}$$

Tale tipo di polarizzazione è però strettamente legato al fattore di amplificazione h_{FE} dello stadio, e non è raccomandabile se non in quei casi in cui la resistenza di polarizzazione può essere variata individualmente onde ottenere il miglior risultato.

In genere, si ricorre all'uso di circuiti speciali di controreazione affinchè le condizioni di polarizzazione del transistore siano pressochè indipendenti dalle grandezze variabili in gioco. Ad esempio, l'uso di una resistenza in serie all'emettitore dà una reazione sufficiente a stabilizzare il punto di funzionamento; il metodo è illustrato dalla **figura 6**.

La base — come si nota — è collegata al punto intermedio di un partitore di tensione costituito da R_1 ed R_2, mentre la resistenza R_e si trova nel circuito dell'emettitore. Dal momento che la giunzione di quest'ultimo è polarizzata in senso favorevole al passaggio della corrente, la corrente che percorre il circuito dell'emettitore è eguale, in linea di massima, al rapporto tra la tensione della base e la resistenza dell'emettitore, ossia:

$$I_e = V_b : R_e$$

Per evitare che l'attenuazione del segnale a c.a. venga aumentata a causa della amplificazione (sappiamo infatti che maggiore è la parte di segnale retrocessa dal circuito di uscita al circuito di entrata, minore è l'amplificazione), la resistenza dell'emettitore è « shuntata » da una capacità di valore alto. La pratica ha dimostrato che, per ottenere un funzionamento soddisfacente, R_2 non deve superare di oltre 10 volte il valore di R_e; il valore tipico di questa resistenza è compreso tra 500 e 1000 ohm. Il

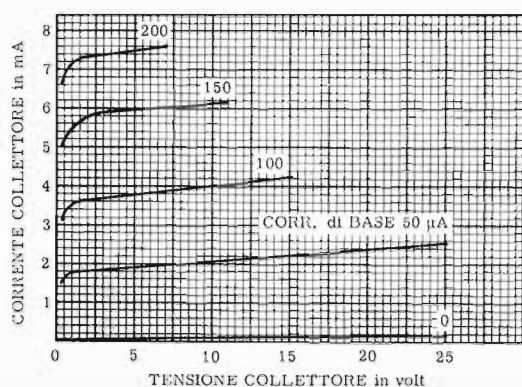



Fig. 3 - Curve caratteristiche di un transistore n-p-n con emettitore a massa. I_c è molto maggiore di I_b.

Fig. 4 - Confronto tra uno stadio a transistore con collettore a massa, ed uno stadio a valvola con placca a massa. Si tratta — in pratica — di un « cathode-follower ».

metodo così descritto non prende in considerazione le variazioni della caduta di tensione tra la base e l'emettitore, nonchè le variazioni di corrente di dispersione, dovute — a loro volta — alle variazioni di temperatura.

Un altro aspetto del problema della polarizzazione, inteso in senso generale, appare osservando la **figura 7**. Dal circuito ivi illustrato è possibile ricavare la seguente eguaglianza:

$$V_B = [(1 - \alpha)\ R_B + R_E]\ I_E + V_{BE} - I_{CO} R_B$$

nella quale V_{BE} è, come sappiamo, la caduta di tensione presente tra la base e l'emettitore, corrispondente al punto di polarizzazione specificato. Con una temperatura di 25°C, la caduta di tensione ammonta a 0,2 volt per il germanio, ed a 0,7 volt per il silicio. Con temperature più elevate, ammonta invece rispettivamente a 0,1 volt ed a 0,5 volt.

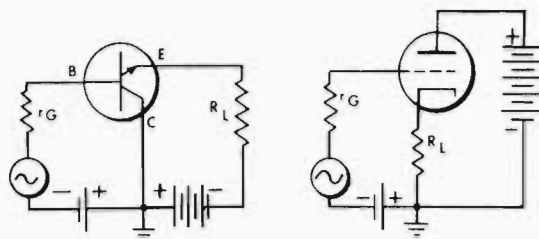
Se sono noti i valori minimi della corrente di emettitore, del limite inferiore di « *alfa* » — ed i valori massimi della corrente di emettitore, del limite di « *alfa* », nonchè dalla corrente di dispersione — R_b può essere ricavata dalla seguente equazione:

$$R_b = \frac{(I_E^{max} - I_E^{min})\ R_E + V_{BE}^{min} - V_{BE}^{max}}{I_{CO}^{max} - (1 - \alpha^{max})\ I_E^{max} + (1 - \alpha^{min})\ I_E^{min}}$$

Consideriamo — ad esempio — il transistore General Electric tipo 2N25, avente le seguenti caratteristiche di impiego in un circuito tipico: $E = 20$ volt; $R_L = 8{,}2$ kohm; $I_{CO}^{max} = 0{,}1$ mA a 55°C; $h_{FE}^{max} = 66$, $\alpha^{max} = 66:67$; $h_{FE}^{min} = 30$, $\alpha^{min} = 30:31$; $V_{BE}^{max} = 0{,}2$, $V_{BE}^{min} = -0{,}1$; I_E^{max} desiderata $= 1{,}24$ mA; I_E^{min} desiderata $= 0{,}81$ mA.

Sostituendo tali valori nell'equazione, in corrispondenza dei vari valori di R_E si ottengono i seguenti valori di R_B:

Per R_E = 1,0 kohm R_B = 1,2 kohm
Per R_E = 2,2 kohm R_B = 5,8 kohm
Per R_E = 3,3 kohm R_B = 10,0 kohm

Sostituendo quindi i valori di R_B nell'equazione originale, è possibile ottenere il valore corrispondente di V_B. Ad esempio, se si usa una resistenza di emettitore da 3,3 kohm, e se si dà ad R_B il valore di 10 kohm, il valore di V_B è di 3,1 volt. La **figura 8** illustra come si può trasformare il circuito col sistema di polarizzazione mediante il partitore di tensione, con le equazioni riportate nella figura stessa.

Mediante tale sistema, è possibile calcolare un circuito di polarizzazione adatto alla compensazione di tutte le variazioni interne dei transistore, ed a mantenere i valori di polarizzazione entro i limiti desiderati.

ACCOPPIAMENTO a TRASFORMATORE e ACCOPPIAMENTO a R. C.

Allo scopo di ottenere la massima amplificazione, acquista grande importanza il metodo di accoppiamento tra gli stadi. Il metodo di accoppiamento a trasformatore è probabilmente il più semplice ed il più comune nei circuiti a transistori.

La **figura 9** illustra un amplificatore in classe *A* con accoppiamento a trasformatore e con emettitore a massa. È opportuno ricordare che il comportamento dei circuiti a transistori con segnali di piccola entità dipende dalla corrente di polarizzazione dell'emettitore, e dalla tensione di polarizzazione del collettore. Inoltre, la resistenza interna presente tra la base e l'emettitore varia da transistore a transistore, anche se si tratta del medesimo tipo, e varia anche col variare della temperatura ambiente. Di conseguenza, si può notare che, se si collega una resistenza, come ad esempio R_3 nella figura, in serie all'emettitore, la corrente di quest'ultimo sarà pressochè indipendente dalle eventuali variazioni della resistenza interna tra base ed emettitore. Ciò è vero purchè il valore di R_3 sia relativamente alto nei confronti della resistenza interna presente tra l'emettitore e la base. Ne consegue che le caratteristiche di funzionamento di tale circuito non subiranno variazioni apprezzabili col variare della temperatura ambiente, o in seguito alla eventuale sostituzione del transistore, almeno per quanto riguarda la resistenza interna considerata.

In questo circuito, la corrente dell'emettitore e la tensione del collettore sono prelevate dalla medesima fonte di alimentazione. Ciò è ottenuto mediante l'impiego del partitore di tensione costituito da R_1 ed R_2. R_2 ha un valore piuttosto basso in quanto è in serie al circuito del collettore, che deve avere una bassa resistenza. Questo basso valore permette al collettore stesso di avere un potenziale abbastanza indipendente dalla corrente. I condensatori C_1, C_2 e C_3 offrono una via di passaggio verso massa ai soli segnali ad audiofrequenza.

La **figura 10** illustra invece uno stadio di amplificazione con accoppiamento a resistenza e capacità. Le resi-

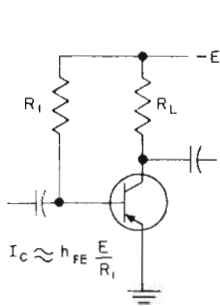



Fig. 5 - Polarizzazione della base, senza compensazione termica. La messa a punto è critica.

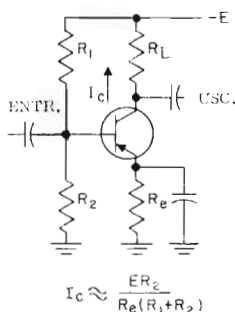



Fig. 6 - Stabilizzazione termica, mediante una resistenza in serie allo emettitore e con divisore di tensione.

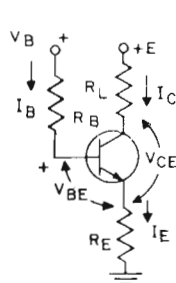



Fig. 7 - Distribuzione e polarità delle correnti e delle tensioni in un transistore del tipo n-p-n

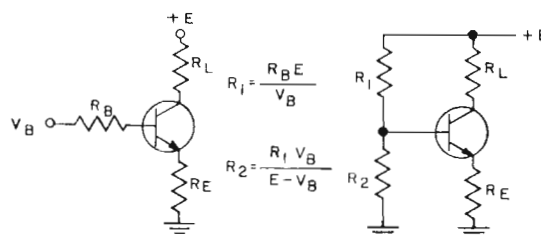



Fig. 8 - Applicazione del sistema di polarizzazione mediante un partitore di tensione, mantenendo al valore opportuno le tensioni e le correnti necessarie.

stenze R_1 ed R_2 provvedono alla polarizzazione tra emettitore e base, nel medesimo modo descritto a proposito dello stadio con accoppiamento a trasformatore. Analogamente, R_3 riduce le variazioni della corrente del collettore che possono essere causate da variazioni della temperatura ambiente o dalla sostituzione del transistore.

La maggior differenza tra i due circuiti consiste nel fatto che nel sistema *R-C*, R_2 non è « shuntata » da una capacità, in quanto questa si comporterebbe come un corto circuito nei confronti del segnale di ingresso, proveniente dallo stadio precedente attraverso C_1.

Le resistenze R_1 ed R_2 devono avere un valore elevato in rapporto alla resistenza di ingresso. Le capacità di accoppiamento C_1 e C_2 devono anch'esse avere valori elevati, onde offrire alle frequenze più basse di funzionamento una reattanza minima nei confronti della resistenza del circuito tra base ed emettitore.

Se, da un canto, la bassa resistenza presente tra base ed emettitore in un circuito a transistori richiede delle capacità relativamente elevate nei confronti di quelle necessarie per i circuiti a valvola, dall'altro, i rapporti di tensione sono bassi, per cui le dimensioni fisiche dei condensatori restano entro limiti ridotti.

STADI a TRANSISTORI in CASCATA

Collegando dei transistori in cascata, è possibile a volte ridurre il peso e le dimensioni dell'amplificatore. Considerando il fatto che tra due stadi ognuno può essere dei tre tipi di circuito descritti, si hanno in totale nove combinazioni possibili, delle quali solo quattro sono utili agli effetti pratici. Tra queste ultime, quella illustrata nella **figura 11,** nella quale entrambi gli stadi sono collegati con emettitore a massa, è quella più comunemente usata, ed è l'unica alla quale dedichiamo perciò una particolare attenzione.

Nel collegamento di vari stadi in cascata si usano soltanto i transistori del tipo a giunzione, in quanto quelli a punta di contatto hanno l'inconveniente di una notevole instabilità. Il maggior vantaggio del collegamento con emettitore a massa consiste — come abbiamo visto — nel fatto che in tal modo si ottiene la massima amplificazione con buona facilità. Il guadagno totale di potenza di tale circuito si approssima a 65 dB. Esso è caratterizzato da un valore medio della impedenza di ingresso e di uscita, e costituisce un notevole miglioramento nei confronti di un singolo stadio.

Ciascuno stadio con emettitore a massa effettua la completa inversione di fase del segnale; di conseguenza, le tensioni di ingresso e di uscita sono in fase reciprocamente ed hanno la medesima polarità.

Uno dei sistemi adatti ad aumentare la stabilità di un circuito a transistori consiste nell'impiego della reazione negativa. Pur provocando — come sappiamo — una diminuzione nel fattore di amplificazione totale, la controreazione ha tuttavia un effetto vantaggioso sull'intero amplificatore, in quanto lo rende meno sensibile alle variazioni di temperatura, e permette di ottenere un responso maggiormente uniforme su un'ampia gamma di frequenze.

Nel circuito nella figura 11 detta reazione viene ottenuta attraverso il circuito in serie *R-C* presente tra l'emettitore del primo stadio ed il collettore del secondo. Gli altri componenti del circuito stesso funzionano in modo del tutto analogo a quello descritto a proposito della figura 10.

La **figura 12** illustra un altro circuito tipico di amplificatore di B.F., a due stadi, nel quale la polarizzazione viene effettuata col sistema del divisore di tensione. L'impedenza di ingresso ammonta approssimativamente a 1.100 ohm.

In questo caso, la resistenza di carico del primo stadio è in parallelo alla impedenza di ingresso del secondo. Il guadagno di tensione (A_v) approssimativo è dato dalla formula:

$$A = h_{fe} \frac{R_L}{h_{ib}} \text{ appross.}$$

STADI DI USCITA in CLASSE « A »

Uno stadio di uscita in classe *A* viene polarizzato nel modo illustrato dalla curva caratteristica del collettore della **figura 13**. Il punto di funzionamento viene scelto in modo tale che il segnale di uscita possa variare in ampiezza in maniera simmetrica, sia in direzione positiva che negativa.

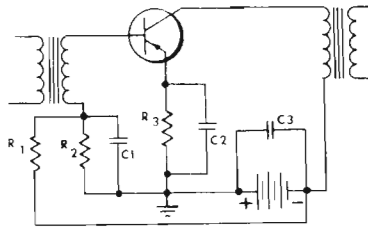



Fig. 9 - Stadio amplificatore in classe A, con ingresso ed uscita a trasformatore. Il rapporto del trasformatore d'entrata è in discesa, a causa della bassa impedenza di ingresso.

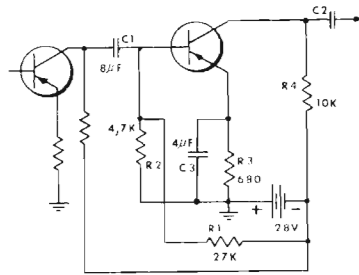



Fig. 10 - Amplificatore con transistori del tipo n-p-n, e accoppiamento R-C R1 ed R2 determinano la polarizzazione, compensando le variazioni di temperatura.

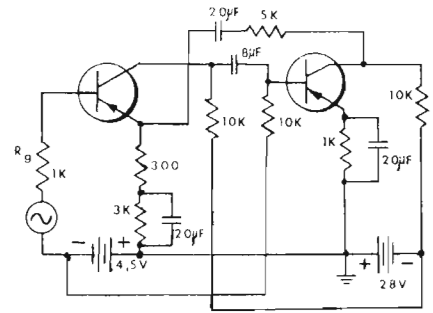



Fig. 11 - Amplificatore B.F. a due stadi. Entrambi i transistori sono impiegati con emettitore a massa (massima amplificazione).

La massima potenza di uscita ottenibile è data da:

$$P_{max} = \frac{E_c I_c}{2}$$

La resistenza di carico è data da:

$$R_L = \frac{E_c}{I_c}$$

Combinando queste due equazioni, la resistenza di carico può essere espressa in funzione della tensione di alimentazione e della potenza di uscita, come segue:

$$R_L = \frac{E_c^2}{2 P_u}$$

Per potenze di uscita da 10 mW in su, la resistenza di carico — ripetiamo — è molto piccola in confronto alla impedenza di uscita del transistore, e la sua amplificazione di corrente corrisponde praticamente al fattore « *beta* » con corrente di cortocircuito.

In uno stadio di uscita in classe A, l'amplificazione di potenza è data da:

$$\textit{Amplificaz. di potenza} = \frac{\beta^2 R_L}{R_c} = \frac{\beta^2 E_c^2}{2 R_i P_u}$$

STADIO PILOTA in CLASSE « A »

Supponiamo che, per ottenere una potenza di uscita di 250 mW, il guadagno dello stadio finale debba essere di circa 23 dB. Il segnale di ingresso deve avere una potenza pari a circa 2 mW (vedi in proposito la tabella 64 a pag. 429). In questo caso è possibile determinare l'impedenza di carico dello stadio pilota in classe *A*, in funzione della potenza che esso deve fornire allo stadio finale, mediante l'equazione che permette di ricavare R_L. Per potenze di uscita dell'ordine di pochi milliwatt, la resistenza di carico non è trascurabile nei confronti della impedenza di uscita del transistore, per cui, allo scopo di determinare l'amplificazione di potenza di uno stadio di tale tipo, è necessario l'uso di una equazione più esatta.

Il guadagno di tensione è dato dalla formula:

$$A_v = \frac{R_L}{h_{ib}}$$

nella quale h_{ib} è l'impedenza di ingresso con base a massa.

Il guadagno di corrente è dato dalla formula:

$$A_i = \frac{\alpha}{1 - \alpha + R_L h_{ob}}$$

nella quale h_{ob} è la conduttanza di uscita con base a massa.

Il guadagno di potenza è il prodotto tra il guadagno di corrente e quello di tensione: di conseguenza, diversamente dalla formula relativa agli stadi di uscita a forte potenza, non vi sono relazioni semplici tra la potenza di uscita desiderata ed il guadagno di potenza di uno stadio pilota in classe *A*.

STADIO FINALE in « PUSH-PULL » di CLASSE « B »

Nella maggior parte delle realizzazioni, essendo specificata a priori la potenza di uscita in fase di progetto, questo valore viene preso come punto di partenza. La **figura 14** illustra il circuito tipico di uno stadio di uscita in controfase in classe *B*. Il partitore di tensione, consistente in *R* e nella resistenza da 47 ohm, dà una lieve polarizzazione in senso favorevole ai transistori, onde evitare la distorsione dovuta alle correnti transitorie. Tale tensione di polarizzazione ammonta generalmente a circa 0,1 volt. In queste condizioni, la corrente totale di collettore in assenza di segnale ammonta a circa 1,5 mA. Le due resistenze da 8,2 ohm, collegate in serie agli emettitori, stabilizzano i transistori in modo che essi non si surriscaldino ulteriormente a causa dell'aumento di corrente allorchè la temperatura delle giunzioni sale a 60°C. La **figura 15** illustra le caratteristiche tipiche del collettore relative alla retta di carico. È facile notare che la massima potenza di uscita a c.a., senza raggiungere la saturazione, mediante uno stadio di « push-pull », è data dalla formula:

$$P_{max} = \frac{I_{max} \times E_c}{2}$$

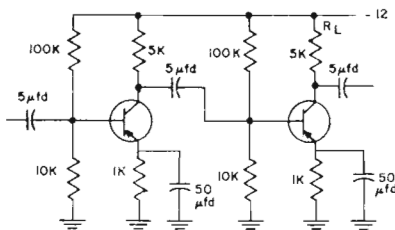



Fig 12 - Amplificatore R-C a due stadi, analogo al precedente. In questo caso però, la polarizzazione è effettuata tramite un divisore di tensione.

Fig. 13 - Curve di polarizzazione di uno stadio amplificatore funzionante in classe A.

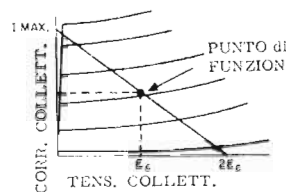



Fig. 14 - Amplificatore finale tipico in « push - pull », funzionante in classe B.

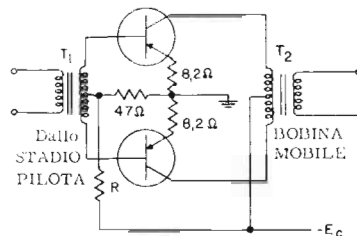



Fig. 15 - Riferimento della retta di carico in rapporto alle curve caratteristiche della corrente di collettore. In assenza di segnale, la tensione del collettore è massima, mentre la corrente è minima.

Dal momento che la resistenza del carico è data da.

$$R_L = \frac{E_c}{I_{max}}$$

e che l'impedenza tra i due collettori è data dal quadruplo dell'impedenza di carico ideale per ogni collettore singolo, la potenza di uscita sarà data dalla formula:

$$P_o = \frac{2\,E_c^2}{R_{cc}}$$

dove R_{cc} è la resistenza tra i collettori.

Di conseguenza, è possibile determinare la resistenza di carico tra i collettori, adatta ad una potenza di uscita e ad una tensione di alimentazione prestabilite.

Per potenze di uscita comprese tra 50 e 750 mW, l'impedenza di carico è talmente bassa da costituire praticamente un corto circuito nei confronti dell'impedenza di uscita dei transistori. In pratica, diversamente da quanto accade con gli stadi amplificatori di segnali deboli, negli stadi amplificatori di uscita non è necessario effettuare l'adattamento dell'impedenza del circuito esterno a quella interna dei transistori stessi.

L'amplificazione di potenza è data dalla formula:

$$\textit{Amplificaz. di potenza} = \frac{P_v}{P_c} = \frac{I_u^2\,R_L}{I_c^2\,R_c}$$

Inoltre, dal momento che il rapporto tra la corrente di uscita e la corrente di entrata $I_u : I_c$ corrisponde al guadagno di corrente « *beta* », per bassi valori della resistenza di carico, la formula relativa alla potenza può essere trascritta come segue:

$$\textit{Amplificaz. di potenza} = \beta^2\,\frac{R_{cc}}{R_{bb}}$$

nella quale R_{cc} è la resistenza tra i collettori, R_{bb} è l'impedenza tra le basi, e β è il guadagno di corrente con emettitore di massa.

Poichè la resistenza di carico è determinata dalle esigenze relative alla massima potenza di uscita indistorta, l'amplificazione di potenza può essere espressa in funzione della potenza massima di uscita mediante la combinazione delle due formule precedenti, ossia

$$\textit{Amplificaz. di potenza} = \frac{2\,\beta^2\,E_c^2}{R_{bb}\,P_u}$$

CIRCUITI di AMPLIFICAZIONE ad ALTA FREQUENZA

Le caratteristiche di funzionamento dei transistori nei confronti di segnali ad Alta Frequenza, come si è detto precedentemente, costituivano fino a qualche tempo fa un inconveniente agli effetti delle applicazioni in circuiti funzionanti con frequenze elevate.

La tecnica moderna ha dato origine ai transistori cosiddetti « drift », appositamente progettati, nei quali le impurità sono distribuite in modo non uniforme nella regione della base. In conseguenza di ciò, il percorso delle correnti *diretta* ed *inversa* viene accelerato dalla presenza di un campo elettrico, ed avviene secondo una linea diritta invece che a zig-zag, come avviene in un transistore normale. Ciò riduce notevolmente il tempo di transito.

Indipendentemente da questo tipo particolare di transistore, per l'impiego in circuiti ad Alta Frequenza si ricorre a provvedimenti speciali. Ad esempio, in un amplificatore ad A.F. costituito da due stadi entrambi con emettitore a massa, la presenza di una notevole capacità tra base e collettore internamente ai transistori implica la necessità di adottare dispositivi di neutralizzazione. Questi possono consistere in circuiti *RC* di reazione in serie, tra la base di uno stadio e la base dello stadio precedente.

Per consentire del pari una elevata amplificazione, si preferisce collegare i transistori con emettitore a massa. La difficoltà di creare un adattamento adeguato tra l'alta impedenza di collettore di uno stadio e la bassa impedenza di base dello stadio successivo, può essere superata sintonizzando soltanto il primario del trasformatore di accoppiamento.

OSCILLATORI a TRANSISTORI

Nella progettazione di un circuito oscillatore è necessario — come sappiamo — impiegare un dispositivo che consenta una certa amplificazione. Dal momento che il transistore può compiere tale funzione, esso può essere utilizzato a tale scopo. Infatti, un transistore può oscil-

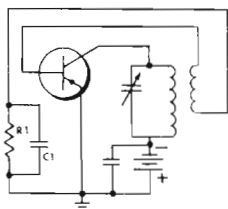



Fig. 16 - Stadio oscillatore con reazione induttiva. Può funzionare sia in A.F. che in B.F.

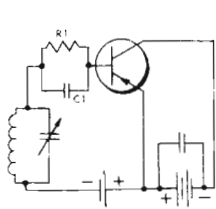



Fig. 17 - Oscillatore ad impedenza negativa. Il transistore deve essere del tipo a punta di contatto.

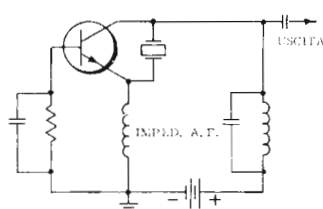



Fig. 18 - Stadio oscillatore con transistore a giunzione, e con controllo a cristallo di quarzo.

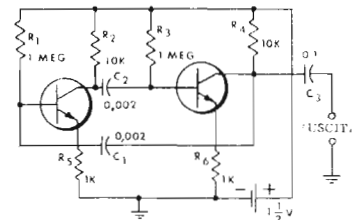



Fig. 19 - Circuito multivibratore. Come nell'analogo circuito a valvole, le oscillazioni prodotte non possono essere sinusoidali.

lare perfino su frequenze più elevate di quelle alle quali esso può essere usato come amplificatore. Per fare in modo che il circuito relativo produca delle oscillazioni (come avviene per i circuiti a valvola), è necessario ricorrere o ad un circuito di reazione esterna, o alla reazione interna del transistore stesso.

La **figura 16** illustra il circuito di un oscillatore nel quale la reazione ha luogo attraverso circuiti induttivi. Una parte della corrente di uscita viene infatti accoppiata a quella del circuito di ingresso. Trattandosi di un circuito con emettitore a massa, il segnale di uscita è sfasato di 180° rispetto a quello di ingresso. Il trasformatore di accoppiamento — inoltre — determina un ulteriore sfasamento di 180°, per cui, in effetti, il segnale di ingresso e quello di reazione hanno la medesima polarità. La resistenza R_1 ed il condensatore C_1 costituiscono il circuito di autopolarizzazione tra base ed emettitore.

La **figura 17** illustra, invece, uno stadio oscillatore ad impedenza « negativa », con transistore a punta di contatto. La realizzazione è possibile in quanto la resistenza di ingresso di un transistore a punta è di contatto è « negativa » essendo l'amplificazione generalmente maggiore di 2. È possibile produrre oscillazioni controllate, « shuntando » la resistenza negativa di ingresso mediante un circuito sintonizzato.

E' inoltre possibile realizzare oscillatori con transistori a giunzione mediante l'impiego di un circuito di reazione esterno. Per ottenere oscillazioni aventi una frequenza più stabile e di maggior precisione, si può ricorrere al circuito dell'oscillatore a cristallo illustrato nella **figura 18**, che è del tipo con base a massa.

La **figura 19** illustra invece il circuito di un multivibratore funzionante con due transistori. Questo circuito è del tutto simile a quello realizzato con due valvole, e consiste essenzialmente di un amplificatore a due stadi con accoppiamento *R-C*. L'uscita del secondo stadio è infatti accoppiata all'ingresso del primo attraverso la capacità C_1, e le oscillazioni prodotte hanno una forma rettangolare.

CIRCUITO CONVERTITORE

Come sappiamo, lo stadio convertitore di un radio ricevitore supereterodina non è altro che una combinazione di uno stadio oscillatore locale e di uno stadio mescolatore, seguiti a loro volta da uno stadio di amplificazione a Media Frequenza. Un circuito tipico adatto a tale scopo è illustrato nella **figura** 20.

Tale circuito può essere ridisegnato nel modo indicato nelle **figure 21 A** e **21 B**, allo scopo di illustrare separatamente i circuiti dell'oscillatore e del mescolatore. Il funzionamento avviene come segue: il rumore di fondo provoca delle leggere variazioni nella corrente di base, le quali — grazie all'amplificazione — acquistano un'ampiezza maggiore nel circuito del collettore. Questi segnali a corrente alternata, presenti nel primario del trasformatore (*L2*), inducono una c.a. nel secondario, il quale è sintonizzato sulla frequenza desiderata ad opera del condensatore C_B.

Il condensatore *C2* accoppia la frequenza di risonanza del segnale al circuito dell'emettitore. Se tale accoppiamento, detto di reazione, è realizzato in modo tale che le relazioni di fase siano nel senso esatto, il segnale di ritorno è in fase con quello di ingresso, per cui si ha la produzione di oscillazioni persistenti.

Il secondario di *L2* è un autotrasformatore le cui caratteristiche sono tali da adattare l'alta impedenza di *L2* stessa alla bassa impedenza del circuito dell'emettitore. Il compito del condensatore *C1* consiste nel filtrare i segnali presenti ai capi delle resistenze di polarizzazione *R2* ed *R3*, convogliandoli a massa: in altre parole, la sezione dell'oscillatore funziona in effetti come un circuito con base a massa.

Il funzionamento dello stadio mescolatore illustrato nella sezione B della figura avviene come segue: la bobina *L1*, avvolta su nucleo di ferrite, ed esposta all'intero campo delle radiazioni provenienti dalle varie emittenti, è sintonizzata sulla frequenza che si desidera ricevere dal condensatore C_A. Il transistore è polarizzato in modo da consentire il passaggio di una corrente relativamente lieve, per cui le sue caratteristiche sono tutt'altro che lineari. Ciò costituisce le condizioni ideali per la cosiddetta « prima rivelazione », e permette al segnale ricevuto di mescolarsi con quello prodotto dallo stadio oscillatore, per cui si producono i quattro segnali risultanti, che ben conosciamo.

L'impedenza di carico *T1* è sintonizzata sulla differenza tra le due frequenze, ossia sulla Media Frequenza, che è — come sappiamo — dell'ordine di 450 kHz, esattamente come avviene nei circuiti convertitori a valvole termoioniche. *R4* e *C3* costituiscono un filtro che impedisce il passaggio attraverso il circuito del collettore alle

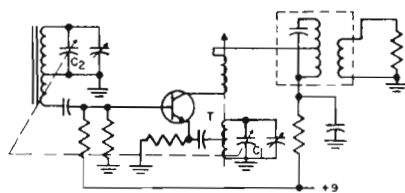



Fig. 20 - Stadio convertitore. Un unico transistore agisce sia da oscillatore che da stadio mescolatore.

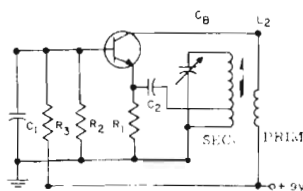



Fig. 21-A - Circuito separato dell'oscillatore di figura 20.

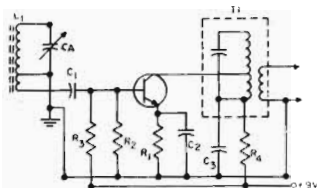



Fig. 21-B - Circuito separato del mescolatore di figura 20.

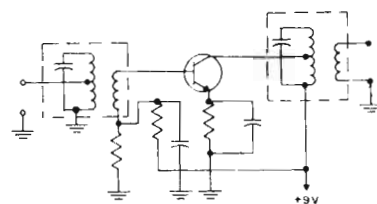



Fig. 22 Circuito tipico di un amplificatore di Media Frequenza. Si accorda solo il primario dei trasformatori in quanto un secondario, se accordato, presenterebbe un'impedenza praticamente infinita, in antitesi con le esigenze di bassa impedenza di ingresso del transistore.

correnti indesiderate. Il compito del condensatore *C2* è essenzialmente quello di filtrare il circuito di polarizzazione, e di stabilizzare la tensione presente ai capi di *R1*. Dal momento che l'emettitore è collegato a massa, e che il segnale di ingresso viene applicato alla base, la sezione mescolatrice dello stadio descritto funziona col sistema di collegamento con emettitore a massa.

Esistono vari tipi di circuiti di conversione, sia realizzati con un unico stadio, il quale provvede tanto alla produzione delle oscillazioni locali, quanto alla mescolazione dei due segnali necessari per la produzione della frequenza intermedia, sia con due stadi, ossia due transistori separati, ognuno dei quali compie una delle funzioni. In questo caso l'accoppiamento avviene o per via capacitiva o per via induttiva. Vedremo in seguito, in una descrizione pratica, come uno stadio convertitore a transistori può dare un rendimento più che soddisfacente.

AMPLIFICATORE a MEDIA FREQUENZA

Il circuito illustrato nella **figura 22** rappresenta uno stadio di amplificazione a Media Frequenza, nel quale la corrente del collettore è determinata da un partitore di tensione presente nel circuito di base, e da una resistenza di alto valore, presente nel circuito dell'emettitore. L'entrata e l'uscita sono accoppiate mediante un trasformatore di Media Frequenza sintonizzato; i condensatori (da 0,05 μF) hanno il compito di evitare la tensione provocata dalla resistenza presente nel circuito dell'emettitore. Il collettore è collegato ad una presa intermedia del primario del trasformatore di accoppiamento con lo stadio successivo, oltre che per adattare le impedenze nel modo migliore, anche per far sì che il funzionamento dello stadio sia relativamente indipendente dalle variazioni apportate al circuito in seguito alla eventuale sostituzione del transistore.

Con un transistore del tipo *n-p-n*, non è necessaria alcuna neutralizzazione per stabilizzare l'amplificatore, mentre per tutti i transistori del tipo *p-n-p* essa è indispensabile. I valori dei condensatori di neutralizzazione dipendono dalla capacità interelettrodica del transistore stesso.

Il guadagno di un amplificatore a Media Frequenza di questo tipo diminuisce col diminuire della corrente dell'emettitore; questa proprietà può essere utilizzata per controllare l'amplificazione dei vari stadi in modo tale che emittenti deboli e lontane vengano ricevute con una potenza sonora di uscita analoga a quella con cui vengono ricevute invece le emittenti forti o vicine. In tal modo è possibile applicare ai radioricevitori il noto dispositivo denominato controllo automatico di volume (*C.A.V.*), esattamente come avviene nei ricevitori a valvole.

CONTROLLO AUTOMATICO di VOLUME

Come abbiamo visto, il *C.A.V.* è un dispositivo che varia automaticamente l'amplificazione totale dei segnali in un radioricevitore, col variare dell'intensità del segnale ricevuto. Dalla definizione data, si può dedurre facilmente che sarebbe più appropriato usare la definizione « controllo automatico di guadagno » (*C.A.G.*). Questo dispositivo viene realizzato, con i transistori, nel modo convenzionale, prelevando cioè o una parte del segnale acustico rivelato, oppure prelevando una parte del segnale all'uscita dell'amplificatore a Media Frequenza, la quale viene rivelata indipendentemente dal segnale che prosegue in direzione dell'amplificatore a Bassa Frequenza.

Analogamente a quanto avviene nei circuiti a valvola, i segnali provenienti dal circuito del *C.A.V.*, dopo essere stati rettificati, vengono livellati, ossia filtrati mediante un circuito di tipo *RC*, fino ad assumere un potenziale medio relativamente costante, la cui ampiezza varia unicamente col variare dell'intensità del segnale a radiofrequenza ricevuto. Tale differenza di potenziale viene utilizzata per variare a sua volta la polarizzazione della base degli stadi di amplificazione a Media Frequenza, facendone così variare il coefficiente di amplificazione.

Nelle lezioni che seguono, il lettore ha modo di esaminare ed osservare la realizzazione pratica di completi circuiti di ricevitori supereterodina a transistori. In tal modo si vedrà come — in questi tipi di apparecchi — vengano realizzati i circuiti di conversione, di amlpificazione a M.F., di rivelazione, di controllo automatico di volume, ecc.

COSTRUZIONE di SUPERETERODINE a TRANSISTORI

Gli argomenti fino ad ora sviluppati, i montaggi e le realizzazioni pratiche effettuate dal lettore fino a questo punto, e con esse l'esperienza acquisita, sono tali da consentire a chi segue il Corso di costruire praticamente qualsiasi apparecchiatura elettronica d'uso corrente, senza che per questo risulti necessaria una descrizione estremamente analitica.

Presentiamo perciò, assieme, come logico complemento dell'esposizione relativa alla teoria dei transistori, due ricevitori reperibili in commercio sotto la nota forma di scatola di montaggio, caratterizzati dall'impiego di circuiti stampati: le numerose illustrazioni rendono assai facile il compito a chi intende affrontare la costruzione.

Il lettore ha già avuto occasione di incontrare un'applicazione dei circuiti stampati (lezione 56ª) e già qualche raccomandazione in merito è stata fatta. Nel caso presente è bene approfondire l'argomento con maggior cura, specie per il fatto che i transistori ed i componenti miniatura, che qui vengono impiegati, debbono per la loro stessa natura, essere trattati con molta delicatezza.

Quando poi ci occuperemo dettagliatamente della tecnica di produzione dei circuiti stampati, vedremo ancor meglio, e i vantaggi, e i lati più delicati di questa moderna innovazione.

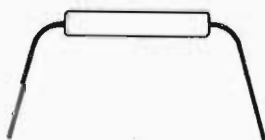



Fig. 1 - Resistenze, condensatori ed altri componenti con fili terminali dovranno essere così predisposti per l'applicazione alla basetta a circuito stampato.

Per il momento, ci basti sapere che i collegamenti elettrici che essi sostituiscono, consistono in sottili strisce di rame, aderenti ad una basetta di resina fenolica. Dette strisce di rame, il cui spessore è tale da consentire il passaggio delle correnti in gioco, aderiscono alla superficie isolante per la presenza di un collante speciale che, pur assicurando una perfetta tenuta, non è tuttavia in grado di sopportare sforzi di trazione o temperature eccessive. Per questo motivo è bene adottare un saldatore apposito, con punta molto sottile. Con questi saldatori, disponibili in commercio in varie forme, si riesce innanzitutto ad effettuare ottime saldature quando le masse da saldare non sono notevoli, ed in secondo luogo si evita il surriscaldamento della superficie di rame sulla quale si deposita lo stagno. Ciò è assolutamente indispensabile in quanto — in caso contrario — il rame stesso può staccarsi dalla basetta, causando interruzioni.

Nella basetta — come sappiamo — sono stati praticati fori di diverso diametro. In quelli più piccoli deve essere introdotto il terminale di un unico componente, facente capo a uno dei collegamenti stampati sul lato opposto della basetta: altri, di maggiore diametro, possono ospitare due o anche più terminali di vari componenti, a seconda dei casi.

Prima di procedere al montaggio di un apparecchio a circuiti stampati, è opportuno disporre ordinatamente sul tavolo tutti i componenti necessari, possibilmente nell'ordine che si intende seguire per l'applicazione alla basetta. I terminali delle resistenze e dei condensatori andranno piegati nel modo illustrato in **figura 1**, onde consentire l'introduzione nei fori. Ciò fatto, dal lato opposto, si provvederà a piegarli leggermente, così come illustrato alla **figura 2**, in modo che possa essere capovolta la basetta senza che i componenti si sfilino dalla loro posizione.

E' consigliabile effettuare la saldatura una sola volta, e solo dopo essersi accertati che in quel determinato punto non sarà necessario — in seguito — effettuare altre saldature.

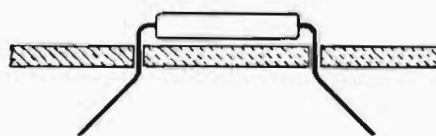



Fig. 2 - Dopo l'introduzione nei rispettivi fori della basetta, i conduttori dei componenti saranno piegati leggermente all'esterno per impedire che la parte si sfili prima della saldatura.

In questi apparechi, data la mancanza pressochè totale di collegamenti eseguiti con cavetto rigido o flessibile, non si può parlare — come per gli chassis classici — di montaggio elettrico e di montaggio meccanico. In realtà, i due montaggi si integrano a vicenda, in quanto la saldatura dei terminali provvede contemporaneamente al fissaggio meccanico. Tuttavia, nelle due descrizioni che seguono, indicheremo un ordine logico che — in linea di massima — converrà rispettare al fine di facilitare al massimo tutte le operazioni.

Ricevitore tascabile a transistori ed a circuito stampato

6 transistori + 1 diodo al germanio — Alta sensibilità — Elevato rendimento acustico — Mobile in plastica antiurto — Circuito stampato — Alimentazione con batteria da 9 volt — Autonomia di 50 ore circa — Peso di 230 grammi — Può funzionare con rete luce a mezzo di apposito alimentatore (I/600).

Il ricevitore SM/19 che qui presentiamo è una supereterodina a sei transistori, più un diodo rivelatore. Lo apparecchio è contenuto in un mobiletto in materia plastica stampata, di dimensioni tascabili.

La sensibilità è tale da consentire perfettamente la ricezione delle emittenti locali, e di numerose emittenti estere, grazie alla elevata sensibilità di antenna ed alla presenza di due stadi di amplificazione in Media Frequenza.

L'ascolto può avvenire sia in altoparlante, incorporato nell'apparecchio, sia mediante auricolare. Quest'ultimo può essere inserito in una apposita presa applicata inferiormente al mobiletto, con esclusione automatica dell'altoparlante: in tal caso l'ascolto diventa individuale.

L'apparecchio funziona esclusivamente sulla gamma delle Onde Medie, (550 - 1.600 kHz). I controlli disponibili sono due: poteziometro di volume, abbinato allo interruttore di accensione, e sintonia. Quest'ultimo controllo consta di una manopola analoga a quella del controllo del volume, accoppiata al condensatore variabile tramite un rapporto di demoltiplicazione, onde facilitare al massimo l'operazione di sintonizzazione sulla emittente desiderata.

L'alimentazione avviene ad opera di una batteria del tipo a pastiglia da 9 volt, che consente un'autonomia di circa 40 ore con funzionamento intermittente.

Le caratteristiche costruttive, e quelle elettriche dei vari componenti sono tali da assicurare una lunga durata, ed un funzionamento stabile e più che soddisfacente. A ciò si aggiunge il fatto che la semplicità delle operazioni di montaggio, dovute sopratutto alla presenza di una basetta a circuito stampato, è tale da assicurare il pieno successo anche se la realizzazione viene effettuata da persona non ancora pratica delle costruzioni con transistori.

LO SCHEMA ELETTRICO

La **figura 3** illustra il circuito elettrico del ricevitore completo. Come si nota, la bobina di aereo, che funge anche da antenna, è avvolta su un nucleo piatto di ferrite, ed è collegata direttamente alla base del primo transistore (*OC44*), che agisce da stadio convertitore in quanto funziona sia da mescolatore che la oscillatore. L'oscillazione locale è infatti ottenuta tramite un accoppiamento induttivo tra i circuiti dell'emettitore e del collettore. La base di questo transistore è polarizzata mediante un partitore di tensione formato da tre resistenze, del valore di 4,7 kohm, 39 kohm e 220 ohm.

Il circuito del collettore si chiude sul primario accordato del primo trasformatore di Media Frequenza (il cui valore è di 470 kHz). Seguono poi due stadi di amplificazione a Media Frequenza, utilizzanti due transistori *OC45*, le cui basi sono polarizzate attraverso il circuito del *C.A.V.*

L'uscita del secondo stadio di Media Frequenza è applicata al primario del terzo trasformatore di M.F., il cui secondario è collegato al diodo rivelatore *OA90*. All'uscita dello stadio rivelatore, il segnale viene prelevato da due circuiti diversi: uno provvede a fornire il segnale di Bassa Frequenza agli stadi successivi, ed uno fornisce invece la tensione *C.A.V.* per la polarizzazione delle basi dei due transistori *OC45* di Media Frequenza.

Il segnale di Bassa Frequenza è disponibile ai capi di un potenziometro da 10 kohm logaritmico. Il cursore di quest'ultimo fornisce la quantità di segnale desiderata alla base del transistore *OC75*. E' questo lo stadio preamplificatore di Bassa Frequenza, accoppiato allo stadio finale in controfase — formato da due transistori del tipo *OC72* — tramite un trasformatore con secondario a presa centrale.

Il secondario del trasformatore di uscita ha una impedenza di 10 ohm, che si addatta a quella della bobina mobile dell'altoparlante impiegato.

Il condensatore da 0,05 μF, collegato in parallelo al primario del trasformatore di uscita, serve — come sappiamo — ad attenuare le frequenze più elevate: in tal modo la riproduzione diventa più gradevole.

IL MONTAGGIO

La **figura 4** illustra l'aspetto della basetta a circuito stampato, vista dal lato dei collegamenti. Tutti i componenti vanno montati sul lato opposto: in tal modo si

Fig. 3 - Circuito elettrico del ricevitore. Nel circuito del III° trasformatore di Media Frequenza sono indicati i punti A e B relativi alla messa a punto, e sul conduttore di alimentazione del trasformatore TU il punto C previsto per analoga funzione.

ELENCO DEL MATERIALE

1 Piastra di bachelite con connessioni stampate . . P/124
1 Una bobina oscillatore A.F. per Onde Medie P/109-4
1 Antenna ferrite . . . P/109-5
1 Trasformatore di Media Frequenza per 1° stadio P/109-1
1 Trasformatore di Media Frequenza per II° stadio P/109-2
1 Trasformatore di Media Frequenza per III° stadio P/109-3
2 Supporti per antenna G/221
1 Condensatore variabile doppio P/235
1 Indice per scala sintonia 0/994
1 Manopola per scala sintonia F/220
1 Puleggia per scala sintonia 0/1022
1 Potenziometro da 10.000 ohm (già montato sulla piastra . . . . P/124) - P/203-2
1 Manopola per potenziometro F/221
1 Attacco per pile G/272
1 Jack per cuffia G/1538
1 Altoparlante magnetodinamico F/244
1 Scala di sintonia . . . 0/860
1 Mobiletto in plastica . . U/90
1 Mascherina frontale, dorata U/475
1 Trasformatore B.F. interstadio P/155
1 Trasformatore B.F. d'uscita P/156
2 Condensatori elettrol. - 64 μF 10 V B/295
1 Condensatore elettrol. - 16 μF 10 V B/296
1 Condensatore elettrol. - 6,4 μF 25 V B/297
1 Condensatore a perlina - 10 pF B/24
2 Condensatori a piastrina - 4.700 pF B/39-1
1 Condensatore a piastrina - 10.000 pF B/39-3
3 Condensatori a piastrina - 25.000 pF B/39-5
1 Condensatore a piastrina - 50.000 pF B/39-7
1 Resistenza da 3,5 ohm 1/8 W D/64-1
1 Resistenza da 82 ohm 1/8 W D/64-1
1 Resistenza da 100 ohm 1/8 W D/64-1
1 Resistenza da 200 ohm 1/8 W D/64-1
2 Resistenze da 470 ohm 1/8 W D/64-1
2 Resistenze da 1,5 kohm 1/8 W D/64-1
1 Resistenza da 2,2 kohm 1/8 W D/64-1
2 Resistenze da 4,7 kohm 1/8 W D/64-1
1 Resistenza da 27 kohm 1/8 W D/64-1
1 Resistenza da 33 kohm 1/8 W D/64-1
1 Resistenza da 39 kohm 1/8 W D/64-1
1 Resistenza da 120 kohm 1/8 W D/64-1
1 Resistenza da 220 kohm 1/8 W D/64-1
2 Piastrine per fissaggio altoparlante
2 Viti per fissaggio altoparlante
1 Vite per manopola potenziometro
3 Viti per fissaggio piastra
1 Spezzone, cm 60, filo flessibile
1 Spezzone, cm 30, tubetto sterling
1 Spezzone, cm 10, tubetto seta
1 Spugnetta ferma pila
2 Tubetti rivestimenti condensatori
1 Transistore tipo OC44
2 Transistori tipo OC45
1 Transistore tipo OC75
2 Transistori tipo OC72
1 Diodo tipo OA90 (IG95)

evita che il saldatore venga posto in prossimità dei componenti stessi durante il montaggio, e si rendono accessibili tutti i punti del circuito per eventuali controlli.

Per consentire il minimo ingombro, le diverse parti devono essere montate verticalmente rispetto alla basetta, come illustrato alla **figura 5**. Si inizierà il montaggio fissando al mobiletto la presa a «jack» per l'auricolare unitamente all'altoparlante, come illustrato in **figura 6**, rispettandone l'orientamento. La **figura 7** illustra, in particolare, il montaggio dell'assieme condensatore variabile e relativa demoltiplica che viene fornito come unità premontata.

Sulla basetta del circuito stampato verranno fissati

La foto offre una chiara illustrazione dell'apparecchio completo.

Fig. 4 - La basetta a circuito stampato vista dal lato dei collegamenti. Si noti che la figura dà una riproduzione ingrandita perchè, in realtà, la basetta misura cm 6,4 di base per cm 8,5 di altezza. Il grande foro quadrato, in alto, è quello nel quale trova posto il condensatore variabile doppio.

i vari componenti nel seguente ordine: il potenziometro per il controllo di volume, il transistore *OC75*, la bobina oscillatrice, il trasformatore di accoppiamento allo stadio finale (contrassegnato da un segno rosso), il trasformatore di uscita (contrassegnato in verde), le varie resistenze, indi i due transistori *OC72*, ed infine la presa polarizzata per l'attacco alla batteria di alimentazione.

Si prosegue saldando le resistenze ed i condensatori visibili nella parte inferiore dello schema, quelli presenti sul lato destro, il diodo *OA90*, i trasformatori di Media Frequenza, e i due transistori *OC45*. Per evitare di scambiare tra loro i trasformatori di M.F., si osservi che il primo è contrassegnato con un punto bianco, il secondo con un punto giallo ed il terzo, collegato al diodo rivelatore, con un punto blu. Per ultimo si monterà il transistore *OC44*, ed i componenti ad esso relativi.

Si rammenti che, una volta sistemati in loco i vari componenti, introducendone i terminali nei fori corrispondenti della basetta, dopo aver accertato che in quel determinato foro non andrà inserito nessun altro terminale, si deve depositare col saldatore una minima quantità di stagno, appena sufficiente ad unire con una certa sicurezza i terminali al collegamento stampato. A saldatura ultimata, si può tagliare con un buon tronchesino la parte in eccesso dei terminali, facendo attenzione

Fig. 5 - La basetta della figura 4 (maggiormente ingrandita) vista dal lato opposto e dopo l'applicazione di tutti i componenti. Questo disegno, unitamente allo schema elettrico, è quello che deve servire da guida per il montaggio. Le parti devono intendersi pressochè tutte in posizione verticale rispetto alla basetta anche se qui, per maggior chiarezza, e utilità, sono state disegnate in posizione diversa.

I conduttori uscenti dai diversi transistori hanno una corrispondenza con i relativi elettrodi che è indicata dal disegno guida qui riportato. E = emettitore; B = base; C = collettore.

Fig. 6 - La parte superiore del mobiletto vista dall'interno. Su di essa viene fissato l'altoparlante e la presa a jack per l'auricolare: dopo di ciò possono essere eseguiti i pochi collegamenti indicati, lasciando sporgere per una diecina di centimetri i due conduttori da saldare ai collegamenti stampati ai quali è connesso il trasformatore d'uscita.

a non esercitare alcuna trazione, per evitare di danneggiare il circuito.

Terminato il montaggio, si colleghino due fili provvisori tra il secondario del trasformatore di uscita e l'altoparlante, della lunghezza di 10 centimetri circa.

MESSA A PUNTO

Dopo un accurato controllo del circuito, con l'aiuto sia dello schema che del disegno d'assieme, si può procedere al collegamento della batteria ed al controllo delle tensioni riportate nella tabella che pubblichiamo. Dette tensioni sono state misurate con un «tester» avente una sensibilità di 20.000 ohm/V.

Se tutte le tensioni sono corrette, si può iniziare la messa a punto vera e propria. Disponendo di un generatore di segnali, si inizierà con l'applicare il segnale di Bassa Frequenza (400 Hz), in parallelo al potenziometro. Non appena acceso l'apparecchio, col minimo di volume, si deve udire nettamente la nota attraverso l'altoparlante. Ciò significa che la sezione di B.F. funziona regolarmente. Ciò fatto si inietta il segnale di M.F. modulato, sulla base del transistore *OC44*, regolando i nuclei dei trasformatori di Media Frequenza (a partire dall'ultimo) sempre per la massima uscita. L'uscita può essere misurata — come sappiamo — con un voltmetro per c.a. ai capi della bobina mobile.

TABELLA delle TENSIONI

Elettrodi	OC44	OC45	OC45	OC75	2xOC72
Base	0,8	0,5	0,6	1,6	0,2
Collettore	8,1	8,1	8,1	7,8	9
Emettitore	0,8	0,4	0,5	1,7	—

Si osservi prima dell'applicazione del segnale a radiofrequenza, quanto è detto alla **figura 8**.

Per la messa a punto dell'Alta Frequenza, si proceda come segue: regolare il generatore su 580 kHz. Dopo aver preparato un'antenna fittizia come illustrato in **figura 9**, la si collega all'uscita del generatore come illustrato in **figura 10**. La bobina costituente questa antenna fittizia deve essere disposta coassialmente alla bobina di antenna in ferrite, per creare un accoppiamento induttivo. Chiudere il condensatore variabile del ricevitore tenendo semichiusi i due compensatori relativi, e ruotare il nucleo della bobina oscillatrice fino ad avere la massima uscita. Il segnale del generatore deve sempre essere regolato per avere una lettura verso il centro scala del voltmetro, tenendo al massimo il volume dell'apparecchio.

Si porti poi il generatore sulla frequenza di 1.600 kHz, e si apra completamente il variabile del ricevitore. Dopo di ciò, si regolino entrambi i compensatori del variabile per la massima uscita. Quest'ultima serie di operazioni deve essere ripetuta più volte per maggior si-

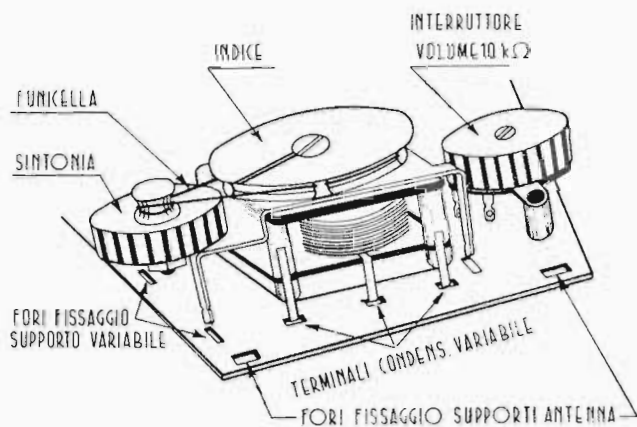
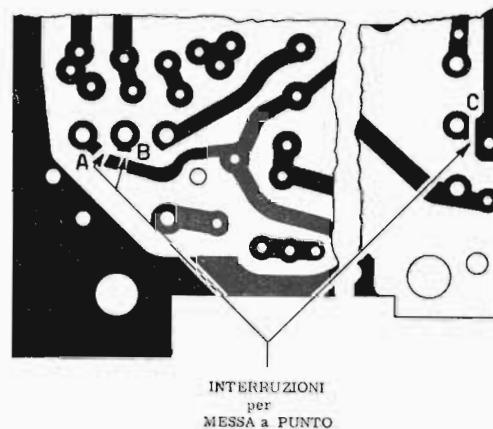



Fig. 7 - Questa unità, comprendente il condensatore variabile doppio, la relativa manopola demoltiplicata con indice, ed il potenziometro di volume con interruttore generale, viene fornita premontata. Occorre inserirla sulla basetta come indicato in figura e saldare i diversi terminali al circuito.

Fg. 8 - particolare, ingrandito, della basetta. In esso sono messi in evidenza i punti di interruzione (A/B e C). Unendo la striscia con l'occhiello A si ha un'amplificazione più alta: se risultasse tale da provocare oscillazioni si unisca, in suo luogo, la striscia con B. L'interruzione C serve per inserire un milliamperometro di controllo della corrente del « push-pull »: dopo il controllo si salderà l'occhiello alla striscia a fianco.

curezza. Alla fine, non resta che spostare la posizione dell'avvolgimento presente sul nucleo di ferrite di an-

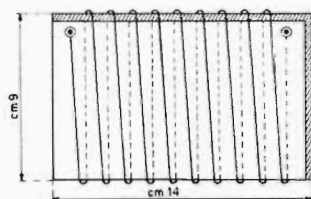



Fig. 9 - Dati costruttivi di un'antenna fittizia per il Generatore di segnali (oscillatore modulato). Le spire da avvolgere sono 55: si userà filo di rame isolato.

tenna, fino ad ottenere la massima resa.

Per ultimo, si provvederà a fissare sia detta bobina che i nuclei dei trasformatori di M.F. e della bobina oscillatrice mediante qualche goccia di paraffina fusa, onde evitare che le eventuali vibrazioni comprometta-no la taratura.

Si tolgano i fili provvisori di allacciamento all'alto-

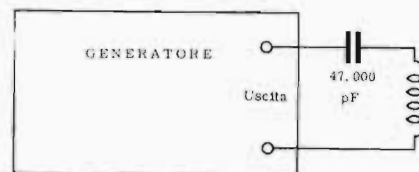



Fig. 10 - L'induttanza di cui alla figura a fianco sarà unita come da disegno al Generatore e sarà accoppiata al ricevitore per la taratura.

parlante, e si saldino i collegamenti definitivi. L'apparecchio è ora pronto per l'uso. Si noterà che, orientando in varie posizioni il ricevitore, la ricezione varierà conformemente. Ciò è dovuto al noto effetto direttivo dell'antenna.

Ricevitore portatile a transistori ed a circuito stampato

I° PARTE

6 transistori + 1 diodo al germanio — Alta sensibilità — Potenza d'uscita indistorta di 400 mW — Alimentazione con due pile incorporate, da 6 volt — Circuito stampato — Dimensioni di cm 20 × 12 × 5.

Questo secondo modello che presentiamo ha caratteristiche alquanto diverse da quelle del modello precedente. Innanzitutto è realizzato in dimensioni maggiori, col vantaggio di poter installare un'antenna in ferrite più lunga, e quindi più sensibile, e dell'impiego di un altoparlante di maggiori dimensioni. In tal modo, oltre ad una maggiore sensibilità, si ottiene un rendimento migliore nei confronti della riproduzione delle frequenze acustiche più basse.

A ciò va aggiunto che il mobiletto, più spazioso e solido, agisce meglio del precedente da cassa armonica, migliorando ulteriormente la riproduzione.

Gli stadi di amplificazione e di rivelazione sono praticamente i medesimi, ad eccezione del fatto che lo stadio pilota del « push-pull » finale è in questo caso un transistore del tipo *OC71* invece che un *OC75*.

Un'altra differenza degna di nota è la presenza di un circuito di controreazione nella sezione di Bassa Frequenza, che, oltre a stabilizzare il funzionamento dell'intero circuito, migliora notevolmente la fedeltà di riproduzione, un po' a scapito però — come sappiamo — della potenza.

L'alimentazione avviene ad opera di una batteria a secco da 6 volt, più economica che non quella da 9 volt dell'apparecchio tascabile, sia perchè di costo leggermente inferiore, sia perchè, date le maggiori dimensioni, ha una durata notevole.

LO SCHEMA ELETTRICO

In questo circuito si nota, osservando lo schema elettrico di **figura 1**, che la bobina di aereo consta di un primario accordato, e di un secondario a bassa impedenza che fornisce il segnale allo stadio convertitore *OC44*. Entrambe tali bobine sono avvolte sul nucleo di ferrite, che in questo caso è di forma cilindrica.

La bobina oscillatrice, a nucleo regolabile, consta di un avvolgimento primario la cui presa intermedia è collegata, tramite un condensatore da 0,01 μF, all'ingresso dell'*OC44*, e di un avvolgimento secondario col-

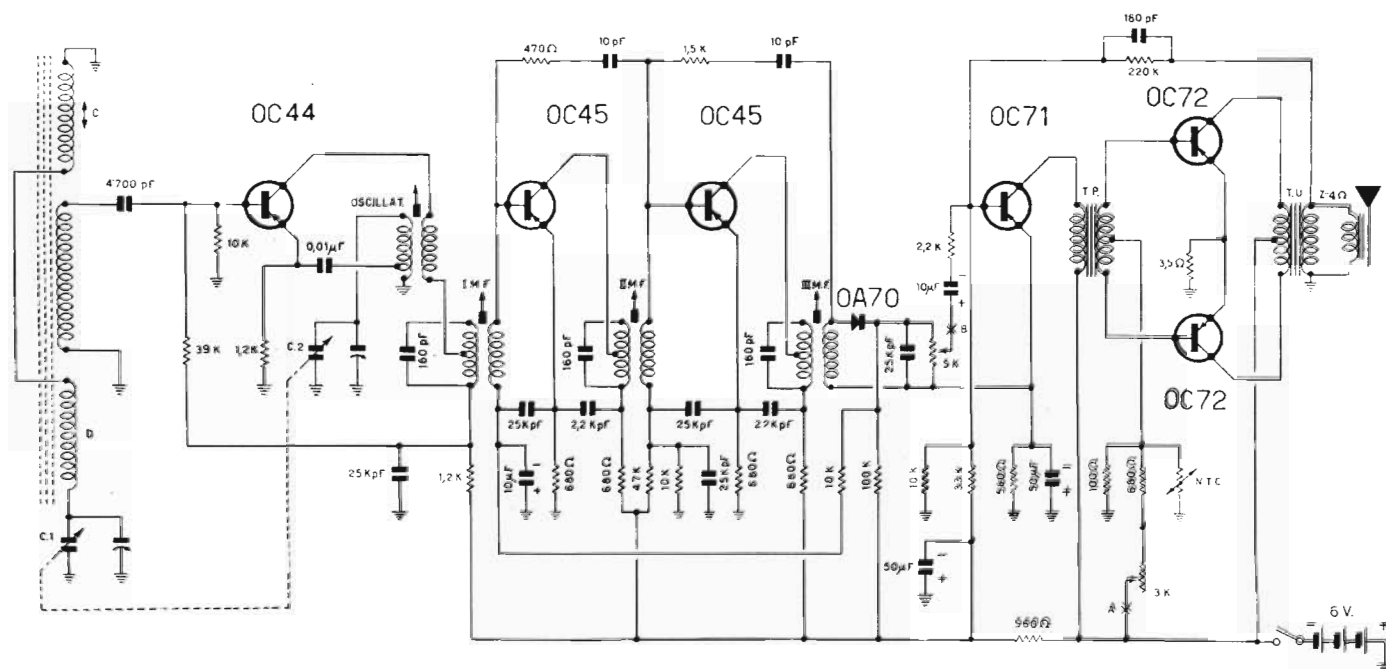



Fig. 1 - Schema del ricevitore portatile. Dal punto di vista elettrico non vi è molta differenza nei confronti del ricevitore tascabile. Si può osservare il diverso circuito di antenna, la controreazione e l'impiego di una resistenza stabilizzatrice N.T.C. Nel punto indicato A si attua un'interruzione per la lettura della corrente, in fase di messa a punto.

ELENCO DEL MATERIALE

1 Piastra di bachelite con connessioni stampate . . . P/123
1 Bobina oscillatore A. F. per Onde Medie P/113
1 Antenna in ferrite, con avvolgimento tipo F P/114
1 Trasformatore di Media Frequenza per 1° stadio (giallo) P/110
1 Trasformatore di Media Frequenza per 2° stadio (rosso) P/111
1 Trasformatore di Media Frequenza per 3° stadio (blu) P/112
1 Condensatore variabile doppio P/123
1 Altoparlante da 89 mm diam. e 3,8 ohm A/435
1 Trasformatore B.F. interstadio P/168-3
1 Trasformatore B.F. d'uscita P/168-4
1 Potenziometro da 5.000 ohm con interruttore . . . P/193-1
1 Mobile completo di fondale e manopole U/78
1 Reostato da 3.000 ohm P/193-2
4 Condensatori da 160 pF 125 V B/26
2 Condensatori elettrol. 50 μF 12 V B/338-1
2 Condensatori elettrol. 10 μF 12 V B/337-1
5 Condensatori da 25.000 pF 25 V B/56
1 Condensatore da 10.000 pF 25 V B/54
1 Condensatore da 5.000 pF 125 V B/42
2 Condensatori ceramici a perlina, da 10 pF B/11
1 Resistenza tipo N.T.C. O1P/130 ohm D/60
2 Condensatori ceramici a pastiglia da 2.000 pF . . . B/23
2 Resistenze da 560 ohm, ¼ di W D/67-2
1 Resistenza da 33 kohm, ¼ di W D/67-2
1 Resistenza da 2.200 ohm, ¼ di W D/67-2
1 Resistenza da 100 kohm, ¼ di W D/67-2
4 Resistenze da 10 kohm, ¼ di W D/67-2
1 Resistenza da 100 ohm, ¼ di W D/67-2
5 Resistenze da 680 ohm, ¼ di W D/67-2
1 Resistenza da 1.500 ohm, ¼ di W D/67-2
2 Resistenze da 1.200 ohm, ¼ di W D/67-2
1 Resistenza da 47 kohm, ¼ di W D/67-2
1 Resistenza da 220 kohm, ¼ di W D/67-2
1 Resistenza da 39 kohm, ¼ di W D/67-2
1 Resistenza da 3,5 ohm, ¼ di W D/67-2
1 Resistenza da 470 ohm, ¼ di W D/67-2
2 Attacchi per supporto ferrite G/288
2 Supporti per portafili G/287
10 Dadi per viti da 3 mm. G/41
9 Viti da 3 x 6 mm G/21
4 Rondelle di fibra diam. 4 mm. G/321
3 Rondelle spaccate diam. 3 mm.
4 Distanziatori fissaggio piastra
4 Rondelle ferro diam. 3 mm
2 Pile da 6 volt . . . . . : 421
1 Spezzone, cm 50 trecciola per altoparlante C/201
1 Spezzone cm 20 tubetto sterlingato C/352
1 Spezzone cm 10 filo rame stagnato C/151
1 Spezzone m 2 stagno perparato
2 Transistori tipo OC 72
1 Transistore tipo OC 44
2 Transistori tipo OC 45
1 Transistore tipo OC 71
1 Diodo tipo OA 70

legato tra il collettore e la presa di adattamento di impedenza del primario del primo trasformatore di Media Frequenza.

L'amplificatore di M.F. consta anche qui di due stadi e di tre trasformatori di accoppiamento, nei quali il solo primario è accordato. I due transistori che amplificano il segnale di M.F. sono ancora due *OC45*, la cui base è polarizzata attraverso il circuito *C.A.V.*

In assenza del segnale, poichè il primo *OC45* ha la base polarizzata negativamente, la resistenza da 10 kohm ed il condensatore da 10 μF filtrano la componente continua che polarizza anche il diodo *OA70*. Allorchè invece si riceve una emittente il cui segnale sia abbastanza forte, la componente continua diminuisce, con la conseguente riduzione della corrente di collettore e — quindi — del guadagno.

Come si nota, i due stadi di amplificazione a M.F. sono provvisti di due reti di reazione negativa del tipo *RC* in serie, che aumentano la stabilità di funzionamento.

Lo stadio rivelatore è convenzionale, e fornisce sia il segnale di B.F. che la tensione *C.A.V.*

Il potenziometro da 5 kohm, logaritmico, agisce da controllo di volume, ed è abbinato all'interrutore di accensione. Il segnale B.F. passa dal cursore alla base del transistore *OC71*, e quindi, attraverso il trasformatore di accoppiamento, allo stadio finale in «push-pull», in classe *B*. La resistenza *N.T.C.* (a coefficiente negati-

III M.F P/112 punto BLU

II M.F. P/111 punto ROSSO

I M.F. P/110 punto GIALLO

BOBINA OSCILLATORE P/113

CONDENSATORE VARIABILE 0/112

PIASTRA CIRCUITO P/123

I/421 6 Volt

I/421 6 Volt

FORI FISSAGGIO AL MOBILE

TRASFORMATORE USCITA GIALLO P/168-4

REOSTATO 3KΩ P/193-2

SQUADRETTA FERMA FERRITE G/288

TRASFORMATORE PILOTA ROSSO P/168-3

SUPPORTO PER PILE G/287

POTENZIOMETRO 5KΩ C.I. P/193-1

Fig. 2, e, in basso, figura 3 - Aspetto della basetta con circuito stampato vista dal lato dei componenti: dislocazione degli stessi e, nella seconda figura, unione con i relativi punti di saldatura alle strisce di collegamento.

tivo di temperatura), presente nel circuito di polarizzazione dei due transistori *OC 72*, assicura una certa stabilità dello stadio finale col variare della temperatura.

La controreazione è applicata, mediante una resistenza da 220 kohm ed un condensatore da 160 pF, in parallelo tra loro, tra un polo del secondario del trasformatore di uscita, e la base dello stadio pilota (*OC71*).

DOMANDE sulle LEZIONI 85ª e 86ª

N. 1 —
A quale circuito a valvola può essere paragonato un circuito a transistore con emettitore a massa?

N. 2 —
Dal punto di vista della struttura molecolare del cristallo, a quale transistore a giunzione può essere paragonato un transistore a punta di contatto la cui base sia del tipo *p*?

N. 3 —
Per quale motivo la variazione di corrente che si verifica nel circuito del collettore di un transistore a punta di contatto può essere maggiore di quella che si verifica nel circuito dell'emettitore?

N. 4 —
In cosa consiste un transistore tetrodo?

N. 5 —
Per quale motivo un transistore viene considerato un amplificatore di corrente piuttosto che di tensione?

N. 6 —
Per quale motivo le capacità di accoppiamento e di disaccoppiamento di uno stadio a transistori del tipo *RC* sono notevolmente maggiori che non in un circuito analogo a valvola?

N. 7 —
A quale scopo si usa la controreazione — o reazione negativa — in un circuito a transistori?

N. 8 —
Quali sono i casi principali in cui, negli amplificatori a transistori, si preferisce l'accoppiamento a trasformatore?

N. 9 —
Per quale motivo, allorchè si salda un terminale di un transistore, e sempre opportuno usare una pinzetta avente una certa massa?

N. 10 —
Per quale motivo, quando un apparecchio a transistori viene riparato, è bene sottoporlo per un certo tempo ad una temperatura ambiente elevata?

N. 11 —
Specificare le carateristiche dei tre circuiti fondamentali di impiego dei transistori.

N. 12 —
Come deve essere il rapporto di trasformazione dei trasformatori di accoppiamento per stadi a transistori? Per quale motivo?

N. 13 —
Per quale motivo, collegando una resistenza di valore adatto in serie all'emettitore, il transistore diventa meno sensibile alle variazioni di temperatura?

N. 14 —
Nell'apparecchio descritto alla lezione 86ª, i trasformatori di Media Frequenza hanno il solo primario accordato: per quale motivo?

N. 15 —
Quanti transistori occorrono per realizzare uno stadio convertitore a transistori?

RISPOSTE alle DOMANDE di Pag. 655

N. 1 — Il legame che consente agli elettroni esterni di un atomo di allacciarsi ad un atomo adiacente.

N. 2 — Le correnti negative sono costituite da veri e propri elettroni in movimento; le correnti positive dal movimento delle cavità lasciate dagli elettroni.

N. 3 — Una sostanza che offre una certa resistenza alla corrente, maggiore in un senso che nell'altro.

N. 4 — Un semiconduttore è di tipo *n* quando contiene un eccesso di elettroni, e di tipo *p* quando invece ne è in parte privo.

N. 5 — Due: a giunzione, ed a punta di contatto.

N. 6 — Il diodo a cristallo ha minime dimensioni, e non dissipa energia a vuoto in quanto non ha filamento. Per contro, il rapporto tra la resistenza inversa e quella diretta è minore che in un diodo a valvola.

N. 7 — La tensione applicata in modo da costringere la corrente a scorrere nel senso in cui la conduttività è inferiore.

N. 8 — Come una sostanza isolante.

N. 9 — Entrambi diventano semiconduttori.

N. 10 — Nei diodi a giunzione si hanno due sostanze, una di tipo *p* ed una di tipo *n*, in contatto tra loro. Nei tipi a punta di contatto, un elettrodo è in contatto con uno solo di tali semiconduttori. Il secondo si forma in prossimità della punta di contatto durante il processo di fabbricazione.

N. 11 — La presenza di tre zone nel cristallo, e di tre terminali facenti capo internamente a dette zone.

N. 12 — L'emettitore al catodo di una valvola, la base alla griglia, ed il collettore alla placca.

N. 13 — Innanzitutto due categorie: a giunzione ed a punta di contatto. Ciascuna di esse si suddivide — a sua volta — in transistori *p-n-p* ed *n-p-n*.

N 14 — Nei transistori *n-p-n* la corrente circolante è costituita da elettroni, come nelle valvole. La polarità è anch'essa analoga a quella delle valvole, in quanto l'emettitore (catodo) viene connesso al polo negativo, ed il collettore (placca) al polo positivo. Nei tipi *p-n-p* la corrente è costituita essenzialmente da cavità, e le polarità sono opposte.

N. 15 — Come nel diodo, nel transistore a giunzione si hanno tre zone distinte. Nel tipo a punta di contatto il cristallo è unico (tipo *n* o *p*), e le regioni, rispettivamente *p* o *n*, si creano durante la fabbricazione.

N. 16 — Variando la polarizzazione della base.

N. 17 — In quanto le variazioni della tensione di base determinano variazioni della corrente di emettitore e di collettore pressochè eguali, nonstante l'elevata differenza della resistenza dei due circuiti.

N. 18 — La presenza di un secondo elettrodo in contatto con la base, che limita la superficie attiva, se opportunamente polarizzato.

N. 19 — La frequenza in corrispondenza della quale il fattore *alfa* diminuisce al 70,7% del valore originale.

N. 20 — Il fatto che, aumentando la tensione diretta oltre un dato valore, la corrente diminuisce invece di aumentare.

Ricevitore portatile a transistori ed a circuito stampato

II^a PARTE

IL MONTAGGIO

Circa le operazioni di montaggio, non abbiamo molto da aggiungere a quanto detto in merito all'apparecchio precedentemente descritto. Anche in questo caso i numerosi disegni riportati possono guidare nella realizzazione meglio di qualsiasi descrizione.

La **figura 2** illustra il pannello visto superiormente, ossia dal lato dei componenti. La disposizione di questi ultimi deve essere rigorosamente rispettata per non incontrare inconvenienti in fase di messa a punto.

Si inizierà il montaggio applicando i supporti delle pile, il condensatore variabile, il potenziometro e le squadrette di supporto dell'antenna, tutte mediante viti. Le altre parti verranno invece fissate progressivamente mediante saldatura.

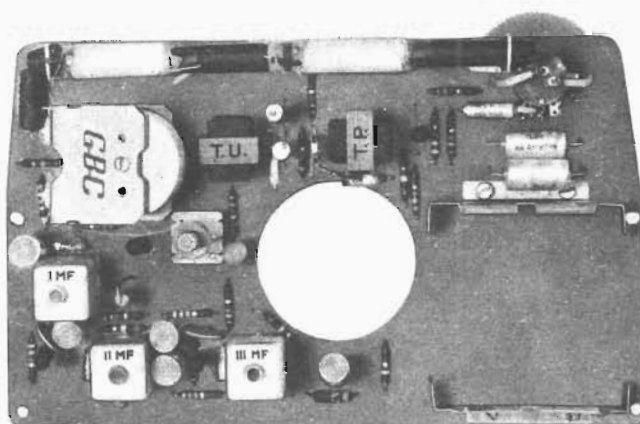



Fig. 4 - La basetta con tutti i componenti montati, ad eccezione dell'altoparlante (che è fissato al mobiletto) e delle pile.

Si proseguirà con i tre trasformatori di M.F., di cui il primo è contraddistinto col colore giallo, il secondo col colore rosso ed il terzo col blu: indi verrà installato il trasformatore interstadio di Bassa Frequenza (rosso), ed il trasformatore di uscita (giallo). In seguito verrà fissata la resistenza semifissa da 3 kohm, e per ultima, data la sua delicatezza, la bobina oscillatrice.

Dopo aver fissato i componenti più ingombranti, si procederà con l'installazione delle resistenze e dei condensatori.

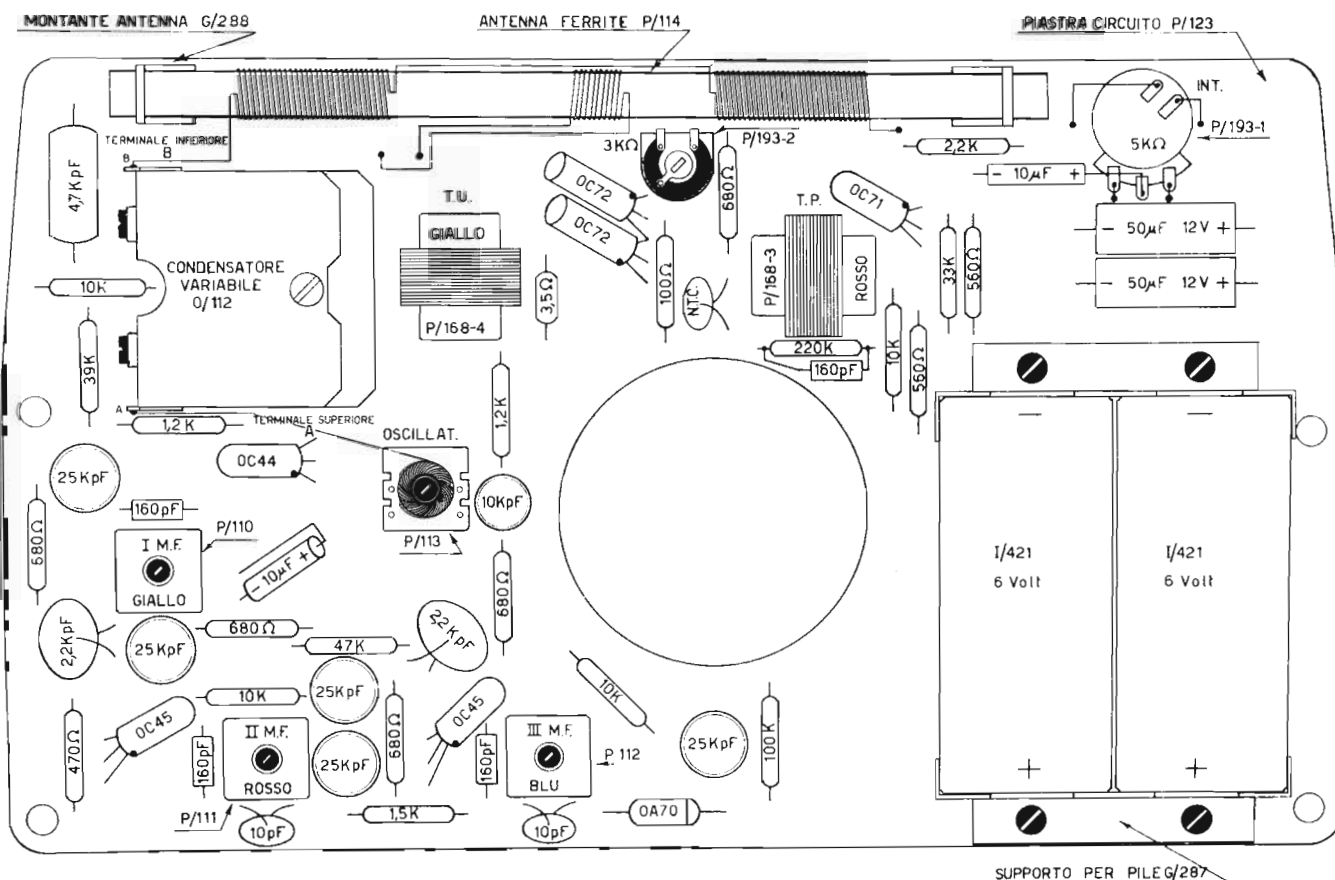



Fig. 5 - Con maggiori particolari della figura 3 sono qui illustrati i vari componenti nella loro dislocazione sulla piastra del circuito stampato: sono messi in evidenza i diversi collegamenti che fanno capo ai vari avvolgimenti relativi all'antenna in ferrite.

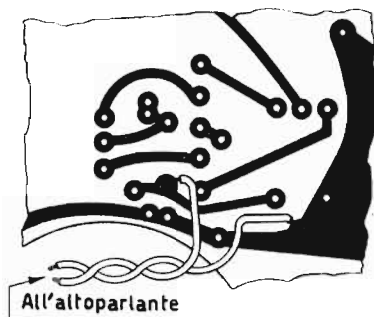



Fig. 6 - Particolare della piastra illustrante il collegamento dei due conduttori della bobina mobile dell'altoparlante: uno è connesso a massa e l'altro ad un punto corrispondente alla controreazione (secondario del trasformatore TU).

Si tenga presente che, per quanto riguarda i condensatori elettrolitici forniti nella scatola di montaggio, la cui polarità deve essere rigorosamente rispettata così come è indicata nello schema, il polo positivo è quello isolato, mentre quello negativo è in contatto diretto con l'involucro metallico.

Le connessioni al potenziometro verranno completate col filo fornito unitamente al materiale. Oltre ai collegamenti alle bobine, all'altoparlante ed alla batteria, queste sono le uniche connessioni che non fanno parte del circuito stampato.

Per ultimi, verranno installati i transistori ed il diodo. Si rammenti a tale proposito che nei transistori, il terminale del collettore è contraddistinto — come già abbiamo visto — da un puntino rosso sull'involucro. Il terminale centrale corrisponde alla base, a l'altro allo emettitore.

Per completare le operazioni di montaggio, si applicherà infine l'antenna.

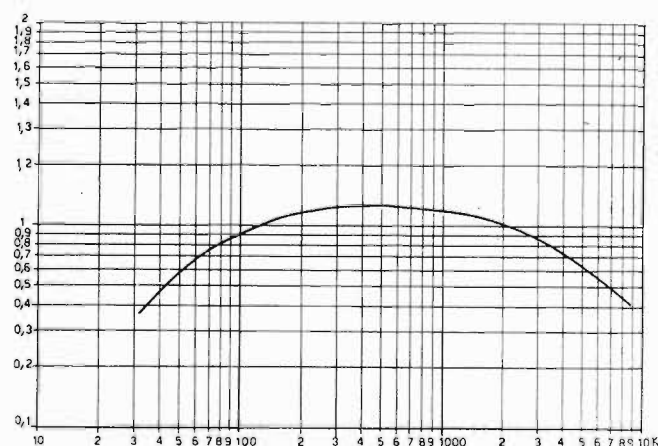



Fig. 7 - Curva del responso totale alla Bassa Frequenza. In basso i valori di frequenza in Hertz e, a sinistra, tensione d'uscita relativa in volt.

Per maggior chiarezza, le **figure 3**, **4**, e **5** illustrano il telaio montato e visto dal lato dei componenti, e la **figura 6** illustra invece i punti nei quali devono essere fissate le connessioni all'altoparlante. La **figura 7** riporta la curva di responso. Le figure **8**, **9**, **10** illustrano ancora le varie fasi del montaggio.

MESSA A PUNTO

Anche per questo apparecchio la messa a punto può essere effettuata mediante un comune generatore di segnali, un «tester» da 20 kohm/V ed un'antenna fittizia analoga a quella descritta per la taratura del ricevitore precedente.

Si provveda innanzitutto al controllo delle tensioni, che devono corrispondere, con una tolleranza del 10% circa, a quelle elencate nella tabella riportata. Se tutte

TABELLA delle TENSIONI

Tipo di Transistore	Collettore		Base		Emettitore	
	V_c V	I_c mA	V_b V	I_b μA	V_e V	I_e μA
OC 44	4,2	0,46	0,76	9,5	0,7	82
I⁰ OC 45	4,6	0,9	0,7	8,8	0,58	87
II⁰ OC 45	4,7	0,77	0,68	9,1	0,49	32
OC 71	5,8	1,4	0,92	1,3	0,82	1250
2 x OC 72	6	3,7	0,24	6,6	0,04	8,10

le tensioni sono normali, e se dal consueto controllo eseguito sulla scorta dello schema elettrico e delle varie illustrazioni, non è emerso alcun errore di collegamento, si può senz'altro procedere al collaudo ed alla taratura.

Per il controllo della sezione di Bassa Frequenza, si interrompa il circuito nel punto contrassegnato con **A** sullo schema, e si introduca un milliamperometro da 10 mA fondo scala. Dopo aver accese l'apparecchio, completo di batterie, si regoli la resistenza semifissa da 3 kohm fino ad avere una indicazione di 3,9 mA.

Applicare il «tester» predisposto per la misura di 5 volt fondo scala in c.a., in parallelo alla bobina mobile, ed iniettare tra il cursore del potenziometro (punto **B** sullo schema), e la massa, un segnale di Bassa Frequenza a 400 Hz, con un'ampiezza di 6,2 mV. Il misuratore di uscita deve indicare 200 mV, con buona approssimazione.

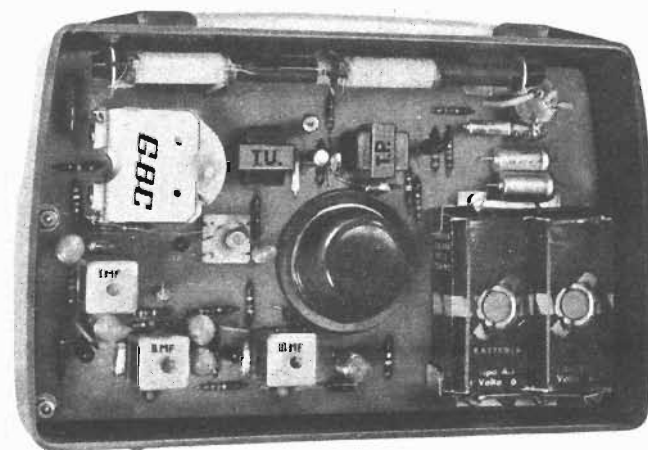



Fig. 8 - Fotografia dell'interno dell'apparecchio montato e sistemato nel proprio mobiletto. Un apposito fondale lo chiude e lo protegge da questo lato.

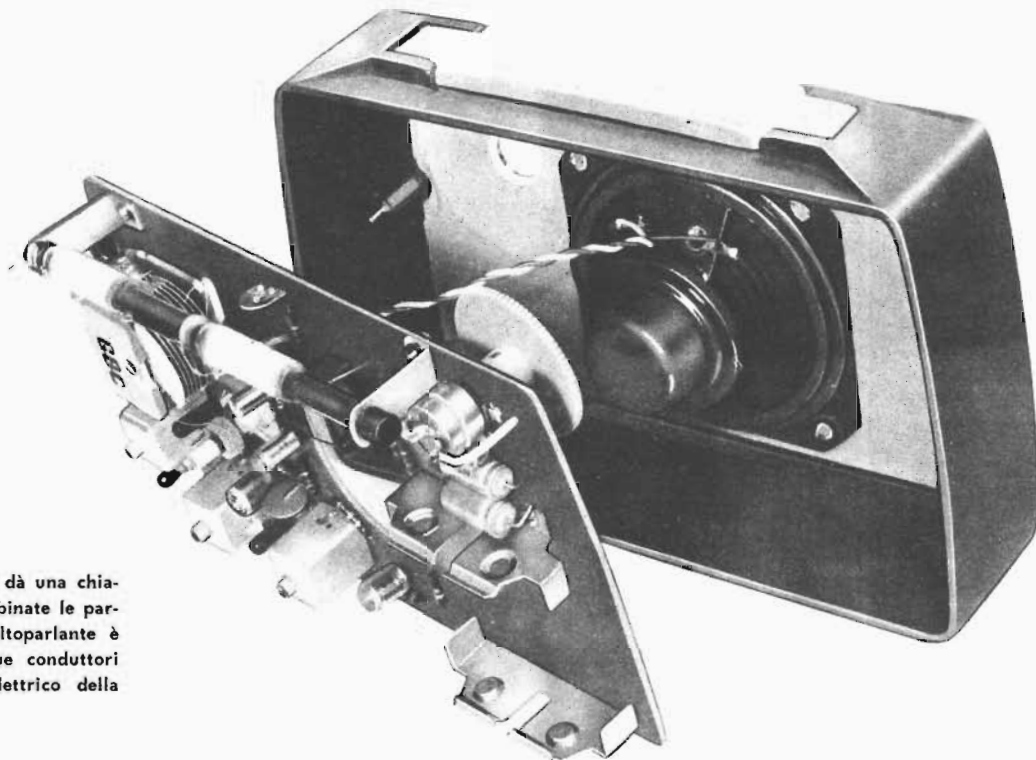



Fig. 9 - Questa illustrazione dà una chiara idea di come vengono abbinate le parti, piastra e mobiletto. L'altoparlante è fissato a quest'ultimo e due conduttori servono al collegamento elettrico della bobina mobile.

Ciò fatto, in corrispondenza della base del secondo transistore *OC45*, si inietta un segnale alla frequenza di 468 kHz, regolando come al solito l'uscita del generatore fino ad avere letture intorno al centro scala, e tenendo il volume del ricevitore al massimo. Regolare il nucleo del terzo trasformatore di M.F. per la massima uscita, e ripetere l'operazione per i due stadi precedenti, iniettando il medesimo segnale prima sulla base del primo transistore *OC45*, e poi su quella dell'*OC44*.

Fig. 10 particolari del montaggio dell'altoparlante nel mobile. Si noti la vite con distanziatore che serve a tenere nella dovuta posizione la basetta - telaio del ricevitore.

E' consigliabile ripetere l'intera operazione almeno due volte, onde assicurare una messa a punto perfetta.

A questo punto non rimane che tarare la sezione di Alta Frequenza. Collegare a tale scopo l'antenna fittizia precedentemente descritta al generatore di segnali, (l'antenna comprende il condensatore da 47.000 pF) ed accoppiarla alla bobina di antenna del ricevitore, spostandola fino ad eliminare gli eventuali inneschi.

Predisporre il generatore sulla frequenza di 520 kHz, e, col condensatore variabile completamente chiuso, regolare il nucleo della bobina oscillatrice fino ad avere la massima indicazione sullo strumento. Si consiglia di effettuare questa operazione tenendo i compensatori del condensatore variabile quasi chiusi.

Portare quindi il generatore sulla frequenza di 1.500 kHz, ed aprire completamente il variabile del ricevitore. Regolare i compensatori del variabile fino ad avere la massima indicazione sullo strumento. Ritoccare il nucleo della bobina oscillatrice, dopo aver predisposto nuovamente sia il generatore che l'apparecchio su 520 kHz. Per ultimo spostare il lato della bobina di aereo indicato con **C** sullo schema, fino ad avere la massima uscita.

Tutte queste operazioni — ripetiamo — dovranno, per maggior sicurezza, essere ripetute, onde ottenere la messa a punto più accurata.

Per ultimo, non rimane che fissare le bobine di antenna ed i nuclei dei trasformatori di Media Frequenza con qualche goccia di paraffina fusa, per evitare il disallineamento in seguito a vibrazioni meccaniche.

La tabella che qui presentiamo elenca i dati tipici di funzionamento dei principali transistori del tipo n-p-n. Ad essa farà seguito una seconda serie, relativa ai tipi p-n-p. Come si nota, sono riportati i dati generici, e quelli riferiti alla temperatura di 25° C.

In caso di dubbio sul significato delle sigle riportate nella testata della tabella, il lettore potrà consultare l'elenco pubblicato nella lezione 84ª, a pag. 666.

Nella colonna contrassegnata « TIPO N° », i transistori sono stati elencati in ordine alfabetico o numerico, a seconda che la denominazione sia europea o americana.

La seconda colonna è riferita al tipo del cristallo e le sigle ivi riportate hanno i seguenti significati:

AJ = Transistore a giunzione a lega
DJ = Transistore a giunzione diffusa
GJ = Giunzione per accrescimento

Come per le valvole, diverse fabbriche, sia americane che europee si sono specializzate nella produzione di transistori di ogni tipo, e, come è facile notare, molti dei tipi prodotti si equivalgono nelle caratteristiche.

Le varie fabbriche produttrici sono rappresentate da sigle nella terza colonna, come segue:

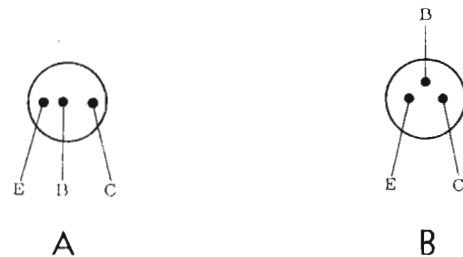
GE = General Electric — SM = Siemens
PL = Philips — SV = Sylvania
RC = RCA — TI = Texas Instruments

La quarta colonna, contrassegnata « IMPIEGO », elenca le possibilità di utilizzazione di ogni singolo transistore, secondo il seguente codice:

1 = Amplificatore B.F. fino a 20 kHz
2 = Amplificatore M.F. fino a 650 kHz
3 = Amplificatore A.F. oscillatore o mescolatore, fino a 2 MHz
4 = Amplificatore A.F., oscillatore o mescolatore, fino a 15 MHz
5 = Amplificatore A.F. fino a 2 MHz
6 = Impieghi generici, (oscillatore B.F., transistore di commutazione, ecc.)
7 = Transistore di commutazione
8 = Amplificatore finale in classe A
9 = Amplificatore finale in classe B

L'ultima colonna è riferita ai collegamenti allo zoccolo (terminali), e le sigle riportate corrispondono ciascuna ad una delle figure. Queste ultime rappresentano il transistore visto dal di sotto. I terminali (generalmente sotto forma di reofori) sono rappresentati in sezione dai tondini neri.

In caso di dubbio, o nei casi in cui manca il riferimento alle connessioni, esse potranno essere dedotte come segue: innanzitutto il collettore è generalmente contraddistinto da un puntino colorato posto sull'involucro. Se i tre terminali sono allineati, quello centrale è generalmente la base, ed è di solito più vicino a quello dell'emettitore che a quello del collettore. Se invece sono disposti secondo un triangolo, essi sono disposti in senso orario, nell'ordine: emettitore, base, collettore: quest'ultimo — ripetiamo — è individuabile mediante il puntino di riferimento. Nei transistori di potenza, il collettore è generalmente unito all'involucro esterno, onde consentire la massima dispersione del calore.

In ogni caso, qualora i dati forniti non fossero sufficienti per determinare le connessioni, si ricordi che la resistenza **nel senso di conduzione favorevole,** presente tra l'emettitore e la base, è sempre inferiore a quella presente tra base e colletore. Misurando con un ohmetro, sarà dunque sufficiente stabilire quale dei tre terminali (base) presenta una resistenza maggiore rispetto ai due restanti (in tal caso rispetto al collettore), e minore rispetto all'altro (emettitore). Ovviamente, la resistenza misurata tra emettitore e collettore è maggiore di entrambe.

Collegamenti allo zoccolo di alcuni dei transistori elencati nella tabella. Per i tipi le cui connessioni non sono illustrate, vengono dati nel testo ragguagli per trovarle mediante verifica con un ohmetro.

TIPO N° n-p-n	TIPO	FABBRICANTE	IMPIEGO	TENSIONE COLLETTORE V_{ce} (V)	CORRENTE COLLETTORE I_{co} (mA)	TEMPERATURA alla GIUNZIONE T_{jmax} (°C)	Con TEMPERATURA AMBIENTE di 25° $P_{c\,max}$ (mW)	V_{cep} (V)	I_{cp} (mA)	I_{co} (µA)	Per I_e = 1mA α_{FE} min.	α_{FE} max.	α_{FE} med.	FREQUENZA di TAGLIO f_α (MHz)	$f_{\alpha FE}$ (kHz)	FIGURA
OC139	DJ	PL	7	10	200	75	100	20	250	20	20	80	-	3,5	-	-
OC140	DJ	PL	7	10	200	75	100	20	250	20	50	150	-	4,5	-	-
OC141	DJ	PL	7	10	200	75	100	20	250	20	100	300	-	9	-	-
TF70	GJ	SM	1-6	5	10	-	100	30	25	110	-	-	10	0,25	30	-
TF71	GJ	SM	1-6	5	10	-	75	30	25	210	-	-	24	0,4	20	-
TF72	GJ	SM	1-6	5	1	-	50	30	25	400	49	-	99	0,5	-	-
2N78	GJ	GE	2-3	5	1	85	65	15	20	1	-	-	40	6	-	-
2N94	GJ	SV	2	6	1	75	50	20	50	5	-	-	-	4	-	-

TIPO Nº		FABBRICANTE	IMPIEGO	TENSIONE COLLETTORE	CORRENTE COLLETTORE	TEMPERATURA alla GIUNZIONE	Con TEMPERATURA AMBIENTE di 25°				Per $I_e = 1mA$			FREQUENZA di TAGLIO		FIGURA
n-p-n	TIPO			V_{ce}	I_{co}	T_{jmax}	Pc_{max}	V_{cep}	I_{cp}	I_{co}	α FE	α FE	α FE	f α	$f_{\alpha FE}$	
				V	mA	°C	mW	V	mA	µA	min.	max.	med.	MHz	kHz	
2N94A	GJ	SV	2-7	6	1	75	50	20	50	5	-	-	-	7	-	-
2N164A	GJ	GE	1-2	5	1	85	65	15	20	1	-	-	40	8	-	-
2N165	GJ	GE	1-2	5	1	85	65	15	20	1	-	-	72	5	-	-
2N166	GJ	GE	6	5	0,5	50	25	6	20	5	-	-	32	5	-	-
2N167	GJ	GE	6-7	5	0,5	85	75	30	75	8	-	-	36	8	-	-
2N168A	GJ	GE	1-2	5	1	85	65	15	20	1	-	-	40	8	-	-
2N169	GJ	GE	1-2	5	1	75	55	15	20	1	-	-	72	5	-	-
2N170	GJ	GE	2-6	5	1	50	25	6	20	5	-	-	32	5	-	-
2N193	GJ	SV	2	6	1	75	50	15	50	5	-	-	7,5	2	-	-
2N194	GJ	SV	2	6	1	75	50	25	50	5	-	-	8	2	-	-
2N211	GJ	SV	2	6	1	75	50	10	50	7	-	-	10	2	-	-
2N212	GJ	SV	2-3	7,5	0,5	75	50	10	50	8	-	-	10	4	-	-
2N213	GJ	SV	1	9	1	75	50	25	100	10	-	-	150	0,6	-	-
2N214	GJ	SV	1	12	1	75	125	25	-	10	-	-	70	-	-	-
2N216	GJ	SV	2	9	1	75	50	15	-	10	-	-	7,5	2	-	-
2N228	GJ	SV	1	6	1	75	50	25	-	15	-	-	70	0,6	-	-
2N229	GJ	SV	1-6	6	1	75	50	12	40	15	-	-	24	0,55	-	-
2N233	GJ	SV	6-7	6	-	75	50	25	-	15	-	-	70	0,6	-	-
2N253	GJ	TI	1-2	9	-	75	65	12	5	9	-	-	10	2,5	-	A
2N254	GJ	TI	1-2	9	-	75	65	20	5	9	-	-	15	3	-	A
2N293	GJ	GE	3-6	5	-	85	65	15	20	1	-	-	25	8	-	A
2N306	GJ	SV	6	7,5	-	75	50	15	-	15	-	-	97	-	-	A
2N313	GJ	GE	3-6	5	-	85	65	15	20	1	-	-	25	5	-	-
2N314	GJ	GE	3-6	5	-	85	65	15	20	1	-	-	25	8	-	-
2N356	AJ	RC	7	0,25	100	-	100	18	500	5	-	-	30	3	-	B
2N357	AJ	RC	7	0,25	200	-	100	15	500	5	-	-	30	6	-	B
2N358	AJ	RC	7	0,25	300	-	100	12	500	5	-	-	30	9	-	B
2N377	AJ	SV	6-7	20	-	100	150	20	200	6	-	-	30	4	-	-
2N385	AJ	SV	2-7	20	-	100	150	25	200	6	-	-	60	4	-	-
2N388	AJ	SV	3-7	20	-	100	150	20	200	6	-	-	80	8	-	-
2N430	ST	GE	3-6	5	-	150	150	10	30	0,2	-	-	7	25	-	-
2N431	ST	GE	3-6	5	-	150	150	15	30	0,2	-	-	15	23	-	-
2N432	ST	GE	3-6	5	-	150	150	15	30	0,2	-	-	35	25	-	-
2N433	ST	GE	3-6	5	-	150	150	15	30	0,2	-	-	60	28	-	-
2N434	ST	GE	3-6	5	-	150	150	15	30	0,2	-	-	110	30	-	-
2N448	GJ	GE	2-6	5	-	75	65	15	20	1	-	-	72	5	-	-
2N449	GJ	GE	2-6	5	-	75	65	15	20	1	-	-	72	5	-	-
2N585	AJ	RC	7	0,2	20	71	120	20	200	3	-	-	40	5	-	B
2N95	AJ	SV	8-9	12	-	75	2	30	1,5	0,1	-	-	40	0,4	-	-
2N102	AJ	SV	8-9	12	-	75	1	30	1,5	0,1	-	-	40	0,4	-	-
2N142	AJ	SV	8-9	24	-	75	1	30	0,8	0,15	-	-	40	0,4	-	-
2N144	AJ	SV	8-9	24	-	75	1	30	0,8	0,15	-	-	40	0,4	-	-
2N326	AJ	SV	8-9	12	-	85	7	35	2	0,2	-	-	40	0,15	-	-
2N451	ST	GE	7-8-9	30		150	85	65	5	10	-	-	15	0,5	-	-

HEATH COMPANY

a subsidiary of Daystrom, Inc.

Voltmeter KIT

CARATTERISTICHE

MODELLO

V-7A

VOLTMETRO ELETTRONICO IN C.C.	
7 scale	1,5, 5, 15, 50, 150, 500 e 1500 V di fondo scala con puntale aggiuntivo si può ottenere un fondo scala di 30.000 Volt
Resistenza d'ingresso . . .	11 megaohm (1 MΩ nel puntale) per tutte le scale. Con il puntale aggiuntivo 1.100 MΩ
Sensibilità	7.333.333 ohm per Volt sulla scala 1,5 V
Circuito	Ponte bilanciato (push-pull) facente uso di un doppio triodo
Precisione	± 3% fondo scala
VOLTMETRO ELETTRONICO IN C.A.	
7 scale a valore efficace . .	1,5, 5, 15, 50, 150, 500, 1500 Volt fondo scala, valore efficace (ossia 0,707 del picco positivo)
Precisione	± 5% fondo scala
7 scale a valore picco-picco .	4, 14, 40, 140, 400, 1400 4000 Volt
OHMMETRO ELETTRONICO	
7 scale	Scala con 10 ohm al centro x 1, x 10, x 100, x 1000, x 10 K, x 100 K, x 1 Meg - Misura da 0,1 ohm a 1000 MΩ con batterie interne.
Piastre di montaggio	Circuiti stampati, incisione metallica con piattina di rame da 0,35 m/m su piastra di materiale fenolico da 2,5 m/m
Tubi elettronici	1-12AU7; doppio triodo del ponte di misura - 1-6AL5; doppio diodo rettificatore doppia onda
Batteria	1,5 Volt
Dimensioni	Altezza 18 cm; larghezza 12 cm; profondità 10,3 cm
Peso (imballo compreso) . . .	ca 3,15 Kg
Alimentazione	105 - 125 Volt - 50÷60 Hz - 10 Watt
Strumento . . .	200 microampere, 112 m/m di scala
Resistenze . . .	Custodia in polystyrene di precisione tarate all'1%

RAPPRESENTANTE GENERALE PER L'ITALIA

LARIR soc. r. l. **MILANO** P.zza 5 GIORNATE 1
Telefoni: 795.762 - 795.763

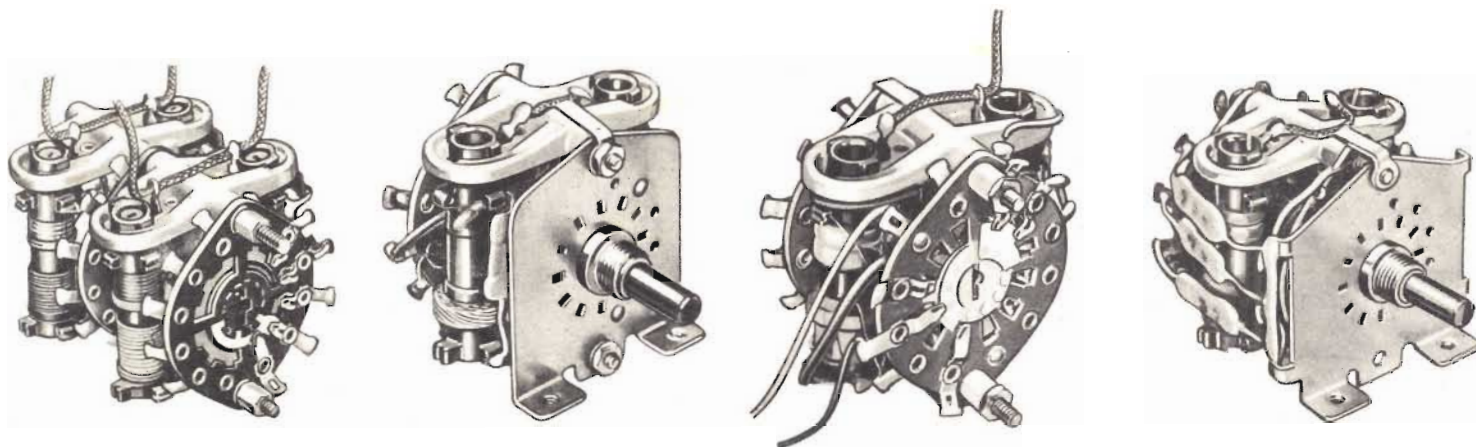
AGENTI ESCLUSIVI DI VENDITA PER: LAZIO - UMBRIA - ABRUZZI
Soc. FILC RADIO - ROMA
Piazza Dante, 10 - Telefono 736.771

EMILIA - MARCHE
Ditta A. ZANIBONI - BOLOGNA
Via Azzogardino, 2 - Telefono 263.359

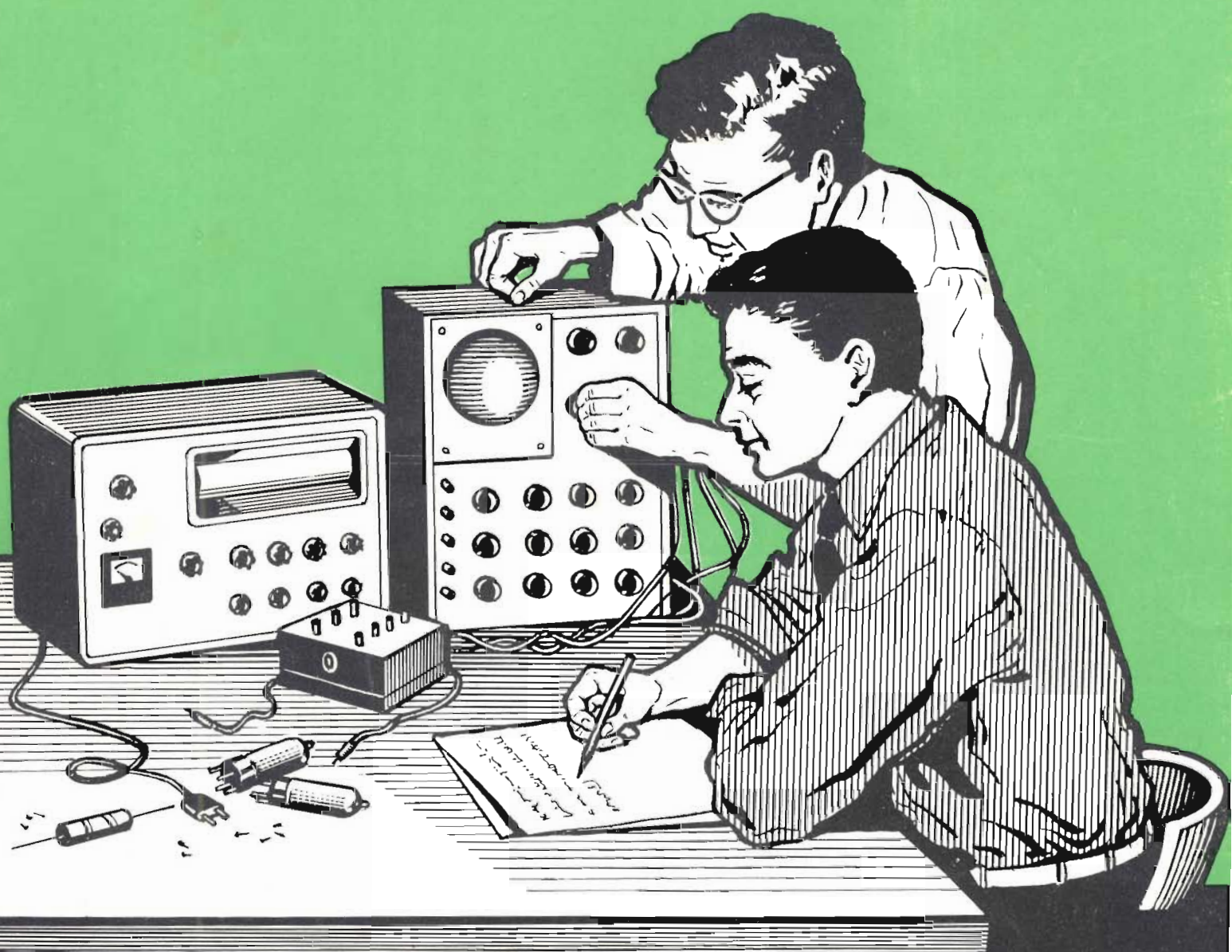
GELOSO

Dal 1931 su tutti i mercati del mondo

PARTI STACCATE PER RADIO - TELEVISIONE - AMPLIFICAZIONE - APPARECCHI ELETTRONICI

GRUPPI PER RICEVITORI A MODULAZIONE DI AMPIEZZA

CHIEDETE IL LISTINO DELLE PARTI STACCATE ED IL "BOLLETTINO TECNICO GELOSO"

Direzione Centrale: **GELOSO** S.p.A. Viale Brenta 29 - MILANO 808

corso di
RADIOTECNICA

pubblicazione settimanale - 22 - 29 aprile 1961 un fascicolo lire 150 30° numero

corso di
RADIOTECNICA

settimanale a carattere culturale

Direzione, Amministrazione, Pubblicità:
Via dei Pellegrini 8/4 - Telef. 593.478

MILANO

Ogni fascicolo — contenente 3 lezioni — costa lire 150, acquistato alle edicole.

Se l'edicola risulta sprovvista, o si teme di rimanere privi di qualche numero, si chieda invio settimanale direttamente al proprio domicilio a mezzo abbonamento.

Il versamento per ricevere i 52 fascicoli costituenti l'intero Corso è di lire 6500 + I.G.E. = lire 6630. A mezzo vaglia postale, assegno bancario, o versamento sul conto corr. postale 3/41.203 del « Corso di RADIOTECNICA » - Via dei Pellegrini 8-4 - Milano. In ogni caso, scrivere in modo molto chiaro e completo il proprio indirizzo.

L'abbonamento può essere effettuato in qualsiasi momento; si intende comprensivo delle lezioni pubblicate e dà diritto a ricevere tali lezioni, che saranno inviate con unica spedizione.

Estero: abbonamento al Corso, Lit. 8.500. ($ 15). Numeri singoli Lit. 300 ($ 0,50).

Per i cambi di indirizzo durante lo svolgimento del Corso, unire lire 100, citando sempre il vecchio indirizzo.

Fascicoli singoli arretrati — se disponibili — possono essere ordinati a lire 300 cadauno. Non si spedisce contrassegno.

Distribuzione alle edicole di tutta Italia: Diffus. Milanese . Via Soperga, 57 - Milano.

Direttore responsabile: Giulio Borgogno.

Autorizzaz. N. 5357 - Tribunale di Milano.

Stampa: Intergrafica S.r.l. - Cologno Monzese.

La Direzione non rivende materiale radio; essa può comunicare, se richiesta, indirizzi di Fabbricanti, Importatori, Grossisti ecc. in grado di fornire il necessario ed ai quali il lettore può rivolgersi direttamente.

Alla corrispondenza con richiesta di informazioni ecc. si prega allegare sempre il **francobollo per la risposta.**

Parte del testo e delle illustrazioni è dovuta alla collaborazione del Bureau of Naval Personnel, nonchè al Dept. of the Army and the Air Force - U.S.A.

A chi può essere utile questo Corso? Anzitutto — stante la sua impostazione — il Corso, basato sull'esposizione in forma a tutti accessibile, della radiotecnica, dai suoi elementi basilari alla evoluzione più recente, rappresenta la forma ideale per tutti coloro che intendono dedicarsi all'elettronica, sia come forma ricreativa sia — soprattutto — per l'acquisizione di una professione specializzata che possa procurare loro una posizione di privilegio in seno alla società odierna.

Anno per anno, la nostra civiltà si indirizza sempre più verso questa meravigliosa, si potrebbe dire fascinosa, elettronica, che nel modo più evidente consente sviluppi impensati, progressi grandiosi e una rapida evoluzione di tutti gli altri rami dello scibile che essa tocca e influenza.

L'industria, tutta l'industria, nel senso più ampio, da quella elettrotecnica a quella meccanica, alla metallurgica, alla chimica ecc., con i suoi laboratori di ricerca e le sue fabbriche richiede, e richiederà sempre più, con un ritmo rapidamente crescente, tecnici specializzati con conoscenza dell'elettronica, tecnici specificatamente elettronici e persino operai e impiegati di ogni ordine e categoria con cognizioni di elettronica.

Si può dire che anche le branche commerciali, quelle dei trasporti e persino quelle amministrative con le recenti introduzioni delle calcolatrici, abbisognano di personale che conosca i principi dell'elettronica, le macchine relative, il loro pieno sfruttamento, la eventuale riparazione ecc. e, quanto più in modo completo, quanto meglio.

Nasce, da una tale situazione, una logica conseguenza: per la scelta di una professione o di un mestiere, per un miglioramento della propria posizione sociale, per l'intrapresa di una libera attività o anche per la sola acquisizione di cognizioni che indubbiamente verranno oltremodo utili, è quanto mai opportuno riflettere se non sia conveniente dedicare un po' di tempo allo studio di questa scienza che ha tra l'altro il pregio di rendersi immediatamente attraente, concreta, accessibile e foriera di moltissime soddisfazioni.

A questo scopo appunto, e con questi intenti, è stato redatto questo Corso.

Non mancano invero altri corsi (specie per corrispondenza) o scuole di radiotecnica, nè mancano (sebbene siano in numero del tutto inadeguato) scuole statali o pareggiate ma la struttura e l'impostazione che caratterizzano queste 156 lezioni sono alquanto particolari, presentando non pochi vantaggi sulle diverse altre forme di cui si è detto.

Anzitutto vogliamo porre in evidenza **il fattore economico.**

Frequentare regolarmente, durante tutto l'anno, una scuola è certo il modo più logico — anche se non il più rapido — per apprendere ma, tralasciando il fatto che rarissimi sono gli Istituti di radiotecnica, è a tutti possibile dedicarsi esclusivamente, e per l'intero anno, allo studio? Noi riteniamo che chi può farlo costituisca oggi assai più l'eccezione che la regola. Ciò significa infatti poter disporre liberamente del proprio tempo senza avere la necessità di un contemporaneo guadagno: il nostro Corso permette a chiunque di studiare a casa propria, nelle ore libere dal lavoro, senza abbandonare o trascurare quest'ultimo. Ciò caratterizza invero anche altri corsi, ma il vantaggio economico diviene notevole ed evidentissimo se si considera che di fronte all'esborso, anche se rateale, di quasi 80.000 lire che i corsi per corrispondenza richiedono, seguendo il nostro Corso la spesa in un anno risulta di poco più di 7500 lire (150 lire alla settimana presso un'edicola) o di 6630 lire totali, con recapito postale, settimanale, delle lezioni a domicilio.

E' superfluo dire che la Modulazione di Frequenza, i transistori, i circuiti stampati, la trasmissione, il telecomando ecc. sono argomenti integrali del Corso e non costituiscono motivo di corsi speciali, aggiunti o particolari.

Le lezioni di questo Corso — a differenza di molte altre — non sono stampate con sistemi di dispensa, a ciclostile, o con sistemi più o meno analoghi, derivanti cioè da un originale battuto a macchina da scrivere; esse sono stampate in uno stabilimento grafico, con chiari caratteri tipografici da cui deriva una assai più agevole lettura e — fattore certamente di non secondaria importanza — un contenuto molto più ampio, corrispondendo una pagina a stampa a tre o quattro pagine di quelle citate. Il lettore avrà, alla fine del Corso, un volume di ben 1248 pagine di grande formato!

Chiunque, indipendentemente dall'età, dalla professione e dalle scuole compiute **può seguire il Corso.** Alle esposizioni teoriche si abbinano numerose, attraenti, istruttive ed utili descrizioni che consentono la realizzazione di ricevitori, amplificatori, strumenti vari e persino di trasmittenti su onde corte.

A questo proposito è sintomatico il fatto che la Direzione non vuole assolutamente assumere la fisionomia di un fornitore o commerciante di materiale radio, rivendendo agli allievi le parti necessarie. Il materiale occorrente l'interessato può acquistarlo dove e come meglio crede e, assai spesso anzi, già ne dispone. Viene così evitato l'acquisto forzoso, caratteristico più o meno di tutti gli altri corsi.

Anche chi è già radiotecnico, anche chi ha seguito o segue altri corsi troverà il massimo tornaconto in questo completo ed aggiornato lavoro. Molte nozioni, è logico, saranno note, altre un po' meno e sarà utile rinfrescarle, e il tutto infine costituirà un manuale di consultazione, prezioso tanto per la teoria esposta quanto per i numerosi schemi, per le tabelle, per i grafici, gli elenchi, i dati, il vocabolario dei termini ecc.

Concludendo, si può affermare che questo **Corso di Radiotecnica** oltre che come insegnamento graduale si presenta come **enciclopedia e rivista assieme** ciò che permette di formare — con modestissima spesa — **il più completo, ricco, utile e pratico volume di radiotecnica di cui sia dato oggigiorno disporre.**

SISTEMI di REGISTRAZIONE dei SUONI

Con l'evolversi della radiotecnica, e con la diffusione dei programmi musicali, si è sentita sempre più la necessità di creare dei dispositivi atti a fissare — per così dire — il suono, su un mezzo che ne consentisse la riproduzione per un numero indefinito di volte. Questa necessità, che ha dato origine ad un'altra, ben nota branca dell'elettronica, ha stimolato in primo luogo la ricerca di un metodo per registrare la sola voce umana, e ciò per conservare nel tempo la voce di noti cantanti o comunque di persone universalmente note, ed in seguito, per registrare la vera e propria musica, onde consentire l'ascolto di un brano favorito indipendentemente dalla disponibilità degli esecutori (orchestra, cantanti, ecc.) o dalla trasmissione attraverso la radio.

Ovviamente, anche in questo campo si è avuto uno sviluppo progressivo, in quanto — in un primo tempo — sono state effettuate registrazioni rudimentali ben lontane nei risultati da quelle che è possibile effettuare ai nostri tempi.

La possibilità di registrare i suoni con i vari metodi che stiamo per analizzare, ha consentito di superare notevoli difficoltà anche nel campo delle radio trasmissioni. Abbinata ai principi dell'alta fedeltà, la registrazione del suono ha infatti raggiunto una perfezione tale da rendere possibile la registrazione di interi programmi, parlati o musicali. Ciò ha permesso di effettuare — ad esempio — la trasmissione di una rappresentazione teatrale, mentre i medesimi attori eseguono un'altra diversa rappresentazione, direttamente in un locale pubblico. In altre parole, è stato possibile migliorare i programmi, indipendentemente dagli impegni di lavoro delle persone necessarie.

Questo non è però il solo vantaggio offerto dalla possibilità di registrare il suono. Chiunque sa come la cultura musicale sia oggi diventata parte integrante della cultura generale di una persona. Nulla ha favorito tale progresso più della possibilità di possedere dei dischi sui quali siano registrati i brani favoriti. Il commercio e lo scambio di detti dischi hanno consentito una tale diffusione della musica che ne è nata una vera e propria industria, di dimensioni e di importanza addirittura colossali.

Oltre a tutto ciò, vedremo ancora come la possibilità di registrazione sia stata vantaggiosamente impiegata anche in vari settori industriali, indipendentemente dal concetto di «voce» e di «musica». Esiste, infatti, una tecnica di registrazione degli « impulsi », che ha trovato un vastissimo campo di applicazioni nei cosiddetti « cervelli elettronici », nelle calcolatrici, nelle telescriventi, ecc.

Incidentalmente, aggiungiamo che — per ultimo — gli sviluppi ed i progressi conseguiti hanno consentito di registrare, oltre ai suoni più complessi con la massima fedeltà, persino — tradotte in segnali elettrici — le immagini, fisse o in movimento. Agli effetti delle trasmissioni, gli enti di emissione televisiva hanno avuto da quest'ultima innovazione, benefici ancora maggiori di quelli che le organizzazioni di emissione radiofonica hanno tratto dalla registrazione dei suoni.

Affinchè il lettore possa seguire l'evoluzione di questa tecnica, esamineremo separatamente i vari metodi e le relative applicazioni, sia dal punto di vista teorico che da quello pratico.

I DIVERSI SISTEMI

In seguito agli studi ed alle esperienze compiute in questo campo, sono stati creati tre sistemi di registrazione dei suoni: **meccanico, ottico, e magnetico.**

'Il sistema meccanico ha avuto una grande diffusione commerciale con la produzione dei dischi, specie — recentemente — con l'avvento della registrazione sui dischi microsolco a lunga durata (long playing).

Al secondo sistema, quello ottico, comunemente usato per sonorizzare le pellicole cinematografiche, si fa cenno in questa lezione più per completezza che per vero interesse tecnico, in quanto riguarda un settore affatto specializzato dell'elettronica; esso non trova applicazioni di uso comune in radiotecnica, essendo impiegato quasi esclusivamente nel campo della cinematografia.

La registrazione magnetica, preconizzata da Poulsen sin dal 1877, è quindi assai anteriore, come ritrovato, alla scoperta di Edison del fonografo, tuttavia, solo negli ultimi decenni essa è stata perfezionata in modo tale da superare la prima. Oggi, per le sue eccellenti prerogative, non raggiungibili con mezzi meccanici, essa viene usata — ripetiamo — anche per molte applicazioni professionali (calcolatori elettronici, registratori video ecc.). Per la sua particolare importanza, la registrazione magnetica sarà oggetto di una intera lezione.

LA REGISTRAZIONE MECCANICA

La tecnica della registrazione meccanica, che ha poi dato origine ad altri procedimenti ulteriormente esco-

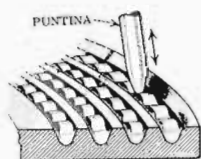



Fig. 1-A - Sistema di registrazione in senso verticale.

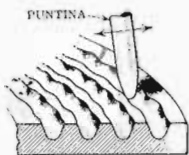



Fig. 1-B - Sistema di registrazione in senso laterale.

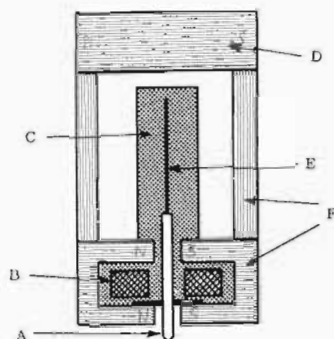



Fig. 2 - Testina per registrazione: A = stilo; B = bobina; C = liquido viscoso; D = magnete; E = ancoretta; F = espansioni.

Fig. 3 - Tipo di macchina per registrazione su disco. Sono visibili il motore (inferiormente), il piatto pesante, la testina ed il meccanismo di trascinamento di quest'ultima.

gitati, ha la sua cronistoria cui è bene fare un breve cenno.

Tra i vari studiosi che per primi si occuparono di questa applicazione, figurano in primo luogo Edison, che realizzò in America il primo esemplare di grammofono a cilindro, indi Cros, Berliner, Bell e Tainter, ciascuno dei quali apportò varie modifiche.

Il primo esemplare consisteva in un cono rigido, facente capo ad una membrana solidale con una punta di acciaio. Se la puntina di acciaio vibrava per effetto di onde sonore che, tramite il cono, colpivano la membrana, dette vibrazioni venivano incise su un foglio di stagnola avvolto su un cilindro che veniva fatto ruotare a mano. Durante la registrazione, che aveva inizio ad una estremità del cilindro, la puntina si spostava gradatamente e regolarmente, secondo un «passo», verso l'estremità opposta, ad opera di un meccanismo di trascinamento a vite. Terminata la registrazione, non restava che riportare la puntina al punto di partenza, e ripetere l'operazione senza produrre suoni in prossimità della bocca del cono. In tal caso la puntina seguiva le sue stesse incisioni, trasmettendole alla membrana, le cui oscillazioni mettevano in moto l'aria contenuta nel cono. All'uscita di quest'ultimo si manifestavano perciò onde sonore abbastanza simili a quelle originali.

Più tardi, il cilindro di stagnola fu sostituito da un cilindro di cera, con notevole diminuzione del rumore dovuto all'attrito, ma con minore durata dell'incisione. Fu solo qualche anno dopo che il cilindro venne sostituito da un vero e proprio disco, nel suo aspetto attuale.

La registrazione meccanica sul disco venne effettuata in due sensi: in senso verticale, ossia variando *la profondità* dell'incisione rispetto al piano del disco, e in senso laterale, variando *la larghezza* degli spostamenti della puntina sul piano del disco, in direzione del raggio del disco stesso. Quest'ultimo sistema è attualmente adottato universalmente, come vedremo tra breve. La **figura 1** illustra due solchi ingranditi, recanti i due tipi di registrazione.

In linea di massima, si può sintetizzare il processo mediante il quale viene prodotto un disco, come segue: l'uscita di un apposito amplificatore, al quale fa capo il microfono posto in prossimità della sorgente dei suoni da registrare, viene collegata ad una *testina di registrazione*, del tipo illustrato in **figura 2**. Il principio di funzionamento di questa testina è del tutto analogo a quello dell'altoparlante magnetico descritto a pag. 495, con la differenza che l'energia meccanica sviluppata determina vibrazioni della puntina di incisione invece che le vibrazioni di un cono.

Per quanto di uso meno comune, esistono anche testine di registrazione piezoelettriche, il cui funzionamento è basato sulle note proprietà del cristallo.

Mediante un sistema meccanico di trascinamento, la testina si sposta dalla parte esterna del disco verso il centro, lungo un raggio, e ciò per effetto di un accoppiamento meccanico tra il motore che provvede alla rotazione del piatto (a velocità rigorosamente costante), e la vite di trascinamento della testina. La **figura 3** illustra una delle prime macchine di registrazione.

Le vibrazioni conseguenti ai suoni vengono incise su un disco costituito da un supporto rigido rivestito di una vernice a base di acetato di cellulosa. Terminata la registrazione, la « matrice » così ottenuta, che è di materiale isolante, viene ricoperta dal lato inciso — mediante un procedimento chimico — con uno strato di argento puro, talmente sottile da non deturpare se non in modo trascurabile le caratteristiche dell'incisione.

Una volta ottenuta la matrice metallizzata, essa viene immersa in un bagno galvanico a base di solfato di rame, dove, grazie ad un effetto elettrolitico, lo strato sottile di argento viene rinforzato con uno strato di rame dello spessore di qualche decimo di millimetro.

Raggiunto un certo spessore, il « calco » di rame così ottenuto viene staccato dalla matrice di plastica. La superficie del calco, sulla quale è presente la registrazione, viene cromata onde conferirle una maggiore durezza, dopo di che essa può essere usata come stampo per « stampare », ripetutamente, a caldo, i veri e propri dischi, quelli cioè posti in vendita. A tale scopo si usano apposite presse, la cui pressione è tale da costringere la pasta che costituirà il disco a penetrare in tutti i punti dei solchi incisi.

Della riproduzione o *lettura* di un disco, ossia del procedimento inverso all'incisione, mediante il quale è possibile ricavare dal solco inciso il suono originale, ci occuperemo più avanti.

CARATTERISTICHE della REGISTRAZIONE su DISCO

Ci riferiamo, in queste note, alla moderna registrazione su disco caratterizzata da un solco a spirale di passo

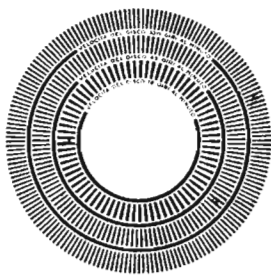



Fig. 4 - Disco stroboscopico adatto al controllo delle tre velocità, e precisamente: 33 giri (esterno), 45 giri (mediano) e 78 giri (interno).

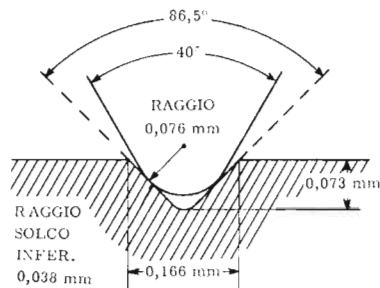



Fig. 5 - Caratteristiche dimensionali del solco, nei dischi normali (86,5°), e microsolco (40°). Si noti la diversa profondità.

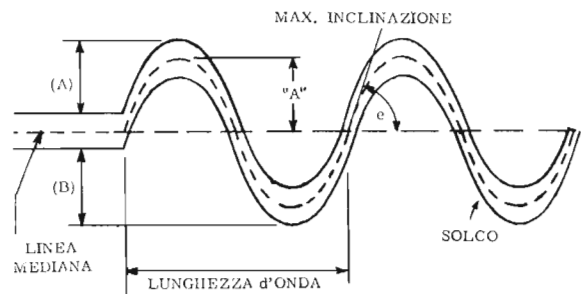



Fig. 6 - Caratteristiche di un solco non modulato (ossia rettilineo) all'inizio, e poi modulato lateralmente. (A) e (B) rappresentano l'ampiezza di modulazione, « A » l'ampiezza del picco rispetto alla linea mediana, ed « e » l'angolo di massima inclinazione del solco.

costante (cioè inciso in modo che il piano di vibrazione della puntina risulti orizzontale). Le incisioni verticali come già si è detto, sono infatti pressochè scomparse da molto tempo e ciò a causa delle notevoli distorsioni cui esse davano luogo.

In un primo tempo, in relazione alle possibilità limitate delle apparecchiature di registrazione, degli impianti di stampaggio, degli amplificatori di Bassa Frequenza e degli apparecchi di riproduzione, le caratteristiche della registrazione su disco sono state riferite universalmente alla velocità di 78 giri al minuto. In questo caso, per registrare un brano musicale di durata normale, è necessario occupare l'intera superficie di un lato del disco. Ciò costituisce un impedimento, specie nei casi in cui si desideri registrare brani di opere, o sinfonie, o ancora concerti, la cui durata è normalmente superiore a quella di una esecuzione di musica leggera.

A ciò occorre aggiungere che la struttura molecolare della pasta, usata fino a qualche anno fa per la stampa a caldo dei dischi, era tale da rendere inevitabile un certo fruscio durante la riproduzione, dovuto all'attrito tra la puntina di riproduzione ed il solco inciso.

Per superare tutti questi inconvenienti, si è cercato un materiale la cui struttura molecolare fosse tale da consentire la registrazione con un solco notevolmente più sottile, onde effettuare una registrazione con una densità di solchi molto maggiore sulla medesima superficie.

Nacque così la moderna tecnica di registrazione a **microsolco**, cosiddetta proprio perchè i solchi incisi sono molto più sottili rispetto a quelli della normale registrazione a 78 giri. Inoltre, la possibilità di incidere solchi — e quindi vibrazioni della puntina — molto più sottili, ha consentito la registrazione con velocità di rotazione notevolmente inferiore, e precisamente di 45, 33 e persino 16 giri al minuto.

L'avvento dei dischi microsolco, sia per la maggiore durata delle registrazioni, sia per la loro minore fragilità (sono infat i flessibili), sia per la minore rumorosità dovuta alle caratteristiche del materiale adottato, ha segnato una nuova era nel campo della musica registrata.

La produzione dei dischi microsolco ha pressochè annullato quella dei dischi normali, sebbene il costo risulti ancora un po' più elevato. L'affermazione è dovuta anche al fatto che un disco a 33 giri del diametro di 25 cm può alloggiare su un'unica facciata persino quattro registrazioni di durata pari a quella che può essere registrata sulla facciata di un disco a 78 giri del medesimo diametro.

Il disco ha le velocità di rotazione alle quali si è fatto cenno. Esse sono stabilite con accordi internazionali nei seguenti valori:

78 giri nominali = 77,92 ± 0,5% effettivi
45 giri nominali = 45,11 ± 0,5% effettivi
33 ⅓ giri nominali = 33 ⅓ ± 0,5% effettivi

L'esattezza di questi valori può essere controllata su qualsiasi giradischi mediante dischi stroboscopici illuminati da una lampadina accesa con tensione di rete a 50 Hz, del tipo illustrato in **figura 4**. Nel caso della tensione di rete a 50 Hz, il disco stroboscopico deve avere 77 bande oscure per i 78 giri, 133 per i 45 e 180 per i 33 giri.

Aggiungiamo, per maggior chiarezza, una breve nota sul principio dello stroboscopio. Dallo studio della corrente alternata, abbiamo appreso che — in ogni ciclo — la tensione raggiunge due volte il valore di picco e due volte il valore zero. Una lampada a filamento incandescente, alimentata con corrente alternata, non fornisce pertanto una luce costante, bensì una luce la cui intensità segue l'andamento della tensione. L'occhio umano non nota però tali variazioni di intensità della luce, sia perchè la loro frequenza (che ovviamente è doppia della frequenza della tensione) risulta elevata rispetto all'inerzia della retina, sia per l'inerzia del filamento stesso, il quale non riesce a raffreddarsi, ossia a spegnersi completamente, durante la frazione di secondo in cui la tensione è appunto pari a zero.

Se un disco stroboscopico (disco apposito recante le bande bianche e nere, come si è detto sopra) ruota con una velocità costante, e viene illuminato con una lampada a filamento alimentata con c.a., le barre bianche e nere appaiono in movimento soltanto quando non esiste un rapporto esatto tra la velocità di rotazione, il numero delle bande stesse, e la frequenza della tensione. Se invece ciascuno di questi valori è un multiplo o sottomultiplo degli altri due secondo un numero intero, le barre appaiono ferme pur essendo in movimento.

Il numero delle barre bianche e nere per i dischi stroboscopici di controllo relativi alle varie velocità, è appunto stato stabilito in modo tale che, se la velocità di rotazione è quella stabilita, (33 e ⅓, 45 o 78 giri al minuto), e se la frequenza della tensione che alimenta la lampada è di 50 Hz, il disco appare fermo.

La rotazione appare invece in senso orario se il disco

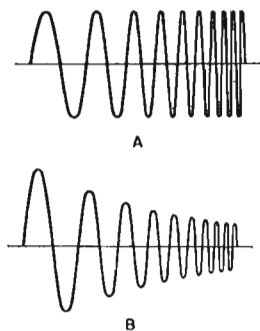



Fig. 7 - Rappresentazione grafica dell'incisione ad ampiezza costante (A) ed a velocità costante (B).

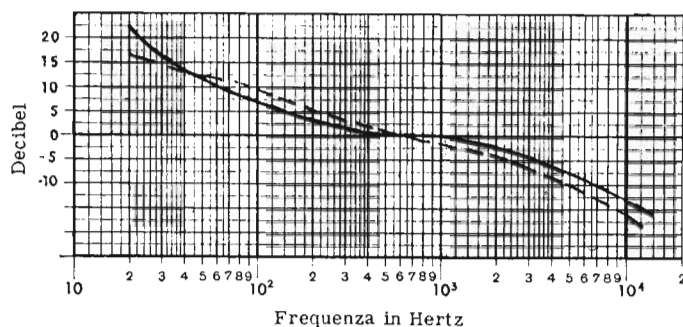



Fig. 8 - Rappresentazione della curva di risposta (RIAA), in tratto discontinuo, rispetto alla vecchia curva (AES), in tratto continuo.

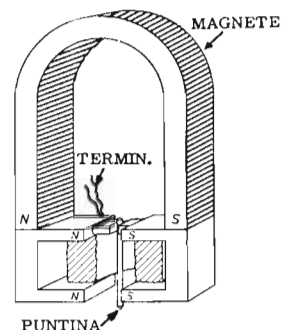



Fig. 9 - Testina per riproduzione. E' analoga a quella per registrazione, ma di struttura più semplice.

ruota con velocità superiore a quella stabilita, o in senso antiorario nel caso opposto. Il piatto dei giradischi ruota con la precisione indicata se in un minuto lo spostamento in un senso o nell'altro della immagine stroboscopica non supera le 35 barre.

Il profilo e le dimensioni di un solco normale e di un solco « micro » sono riportate in **figura 5.** Poichè il numero medio di solchi per centimetro varia da 35 a 60 per i dischi a 78 giri normali, e da 80 a 120 per i dischi microsolco a 45 e 33 giri, la durata approssimativa dei diversi tipi di disco è la seguente:

78 giri ⌀ 25 cm, durata da 3 a 4,5 minuti
78 giri ⌀ 30 cm, durata da 4,5 a 6 minuti
45 giri ⌀ 17 cm, durata da 5 a 7 minuti
33 giri ⌀ 25 cm, durata da 15 a 20 minuti
33 giri ⌀ 30 cm, durata da 20 a 30 minuti

MODULAZIONE LATERALE del SOLCO

Nei dischi moderni, come abbiamo detto, le vibrazioni meccaniche incise sul disco sono contenute in un piano orizzontale; vale a dire, il solco a spirale (a passo costante) che dal bordo del disco si dirige verso l'interno, è modulato **lateralmente**, o meglio, compie delle sinuosità.

Occorre analizzare con qualche dettaglio questo tipo di modulazione perchè essa, oltre a costituire evidentemente il cardine della registrazione su disco, determina anche le modalità di funzionamento della testina riproduttrice, ed impone l'uso di adatti circuiti equalizzatori.

La **figura 6** illustra il significato di parole che ricorreranno spesso nel testo, ad esempio: solco non modulato, solco a spirale di passo costante ecc.

Con il termine « lunghezza d'onda » si intende la lunghezza di solco necessaria al tracciamento di una sinusoide completa. Essa risulta determinata da

$$l = v : f$$

nella quale v è la velocità di spostamento della puntina, ed f la frequenza del suono inciso. Come è ovvio, l, lunghezza d'onda, varia col variare di f, frequenza, e di v, velocità. Quest'ultima variabile risulta però determinata anche dalla posizione del solco registrato (periferica, mediana o centrale) perchè, ovviamente, a parità di velocità di rotazione del disco, la lunghezza della circonferenza dei singoli solchi varia a seconda della loro distanza dal centro, il che equivale a modificare la velocità relativa della puntina rispetto al disco. Dalla figura 6 si intuisce anche chiaramente il concetto di massima ampiezza e massima pendenza del solco.

Come si è detto all'inizio, i solchi incisi sulla superficie del disco vengono successivamente « letti » da una puntina fissata nel dispositivo di lettura, o testina di riproduzione, comunemente chiamata « pick-up ». Dei vari tipi di tali testine ci occuperemo tra breve.

L'ampiezza del solco determina la velocità trasversale della puntina, dato quest'ultimo di importanza fondamentale per il funzionamento di molti « pick-up », i quali sono sensibili — cioè dànno una tensione di uscita proporzionale — alla velocità di spostamento della puntina.

La velocità *trasversale* della puntina è nulla quando quest'ultima è giunta al picco di modulazione, perchè in tali istanti essa ha il solo movimento dovuto alla rotazione del disco, ed è massima invece sulla linea mediana del solco, cioè nel tratto di massima inclinazione, ove tale velocità assume il valore:

$$v_t = 2 \times 6{,}28 \times f\,A$$

in cui f è la frequenza del suono registrato, ed A l'ampiezza del picco di modulazione del solco. Il valore efficace di tale velocità è:

$$v_{t\,eff} = 1{,}41 \times 6{,}28 \times f\,A$$

Per definizione, si stabilisce *livello di registrazione di un suono* la velocità trasversale efficace assunta dalla puntina durante la riproduzione di un solco modulato con quel suono di frequenza ed ampiezza date. Il livello è misurato in dB. Per livello zero si pone una velocità trasversale efficace di 1 cm/sec a 1.000 Hz.

Definito il significato di ampiezza e di velocità laterale, è facile distinguere tra registrazione ad ampiezza di modulazione costante o a velocità di modulazione costante.

I primi dischi incisi direttamente mediante una puntina collegata ad un diaframma captatore di suoni erano incisi a *velocità trasversale* (livello) *costante*. Il loro principale inconveniente era che (per quanto visto nella formula), a parità di intensità sonora, due suoni di diversa frequenza venivano incisi in solchi di ampiezza (modulazione) differente. In pratica, ad ogni raddoppio della frequenza si otteneva un dimezzamento dell'ampiezza del solco. Alle frequenze molto basse e molto alte, i solchi risultavano rispettivamente troppo ampi e troppo ridotti. Nel primo caso, durante la riproduzione, la puntina riproduttrice poteva seguire il solco con difficoltà, in quanto, essendo imperniata a guisa di pendolo, causava una oscillazione anche nel senso verticale del « pick-

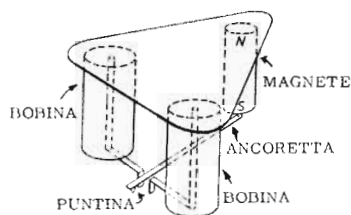



Fig. 10 - Principio della testina a riluttanza variabile. Si noti l'unico magnete, e l'ancoretta solidale con la puntina, che, vibrando, induce tensione nelle bobine.

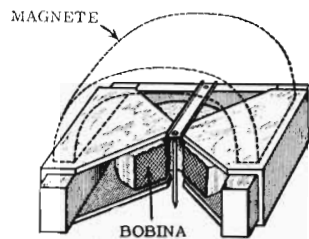



Fig. 10-bis - Altra versione della testina a riluttanza variabile. La sua sensibilità è leggermente maggiore.

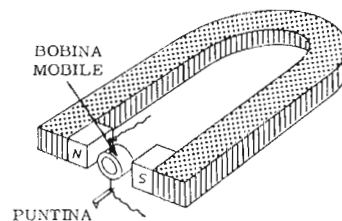



Fig. 11 - Principio del « pick-up » a bobina mobile. A parte la mancanza della membrana, sostituita dalla puntina, è analogo al microfono dinamico.

up » se le deviazioni laterali erano troppo ampie. Ciò introduceva distorsioni fortissime. Nel secondo caso, un solco troppo debolmente modulato dà una riproduzione affetta da fruscio, perchè le ondulazioni si confondono con le irregolarità del materiale costituente il disco. I vecchi dischi incisi con questo sistema avevano quindi bande passanti di frequenza molto strette e distorsioni assai elevate.

Si pensò pertanto di passare ad una registrazione laterale ad *ampiezza costante*. In tal caso, i suoni di diversa frequenza, ma di eguale intensità sonora, modulano il solco incidendo escursioni di ampiezza costante. La velocità trasversale (e quindi il livello di registrazione) è minima per le frequenze più basse e massima per le frequenze più elevate. Di conseguenza, in sede di riproduzione, è necessario disporre di un filtro equalizzatore la cui curva di risposta sia complementare a quella di registrazione, e compensi la differenza tra le frequenze ora citata. E' stato possibile arrivare ad una registrazione ad ampiezza costante, grazie soprattutto ai miglioramenti nella qualità dei materiali usati per la fabbricazione dei dischi, i quali sono oggi assai resistenti alla usura, nonchè al miglioramento dei circuiti elettronici, grazie ai quali è possibile incidere segnali anche di livello molto basso, pur mantenendo un rapporto segnale-disturbo assai soddisfacente.

La **figura 7** illustra graficamente i due sistemi di registrazione.

La caratteristica di incisione ad ampiezza costante è stata oggi internazionalmente concordata. Nota con la sigla *RIAA*, dal nome dell'Associazione americana che l'ha proposta, la curva di equalizzazione di registrazione è riportata in **figura** 8.

La pendenza di questa curva è, come è evidente, di 6 dB per ottava.

La GAMMA delle FREQUENZE REGISTRATE

Le attuali incisioni microsolco consentono riproduzioni fedeli da 30 a 20.000 Hz. Nonostante tutti gli accorgimenti, esse possono essere affette da un leggero fruscio intrinseco nel sistema meccanico, e ciò per il fatto che non è possibile nè disporre di puntine di lettura sempre geometricamente perfette, nè eliminare un certo logorio — seppur minimo — del solco. Se la curva di risposta di tutta la catena elettroacustica di riproduzione è lineare, il fruscio residuo non dà particolare disturbo.

Quest'ultimo è invece più fastidioso se vi sono elementi risonanti che possono metterlo in maggiore risalto rispetto alle restanti note musicali.

È qui opportuno distinguere tra il fruscio introdotto dal contatto meccanico tra la puntina ed il solco, e quello introdotto da altre sorgenti, quali — ad esempio — le eventuali vibrazioni del piatto giradischi (rumble).

Il SOLCO e la PUNTINA

Abbiamo già riportato le misure unificate dei moderni solchi normali e solchi « micro ». La puntina deve potersi adattare il più perfettamente possibile ad essi, sia per conseguire una riproduzione esente da distorsione, sia per ridurre al minimo l'usura del materiale costituente il disco (in genere a base di resine viniliche infrangibili).

Allo scopo di ridurre l'usura del solco, occorre assicurare che la pressione di appoggio, l'inerzia allo spostamento verticale ed orizzontale della puntina e del braccio del « pick-up », e le eventuali risonanze meccaniche, siano tutte comprese entro i limiti di sicurezza tollerati dal materiale del disco.

È in ogni modo consigliabile disporre di un braccio che applichi alla puntina il peso strettamente necessario a trattenerla nel solco, anche nel caso che i suoni registrati siano molto intensi. Il braccio deve avere una bassa inerzia orizzontale, allo scopo di non ostacolare lo spostamento ed il trascinamento imposto dalla puntina portata verso il centro del disco dal solco a spirale. Il « pick-up » deve essere montato in modo da ridurre l'errore di tangenzialità rispetto alla tangente del solco nel punto di applicazione della puntina, e ciò allo scopo di evitare particolari distorsioni ed una maggiore usura del solco stesso. La puntina non ammette uno spostamento in direzioni diverse da quelle trasversali all'asse del « pick-up », e per questo deve risultare effettivamente ortogonale al raggio del disco.

Il materiale della puntina deve essere molto duro (acciaio, zaffiro, o diamante) allo scopo di non scalfirsi rapidamente col pericolo di incidere le pareti del solco.

La puntina di zaffiro, contrariamente alle più correnti affermazioni, è tutt'altro che permanente. Essa deve essere cambiata con una certa frequenza e, preferibilmente, dopo qualche centinaio di riproduzioni.

Altra causa di danneggiamento del solco è la polvere. Con i dischi microsolco, fabbricati in vinilite, l'inconve-

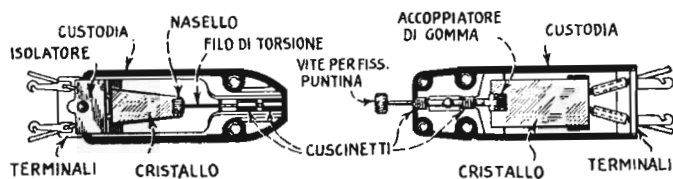



Fig. 12 - Struttura della testina di lettura del tipo piezoelettrico. A sinistra è il tipo a punta di zaffiro fissa. A destra il tipo a punta intercambiabile, fissata tramite una vite. In entrambi i tipi, il cristallo è generalmente annegato in una speciale sostanza anigroscopica che lo protegge dall'umidità esterna.

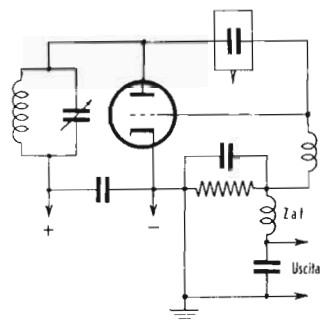



Fig. 13 - Impiego del « pick-up » elettrostatico. Esso, mediante le sue variazioni di capacità, fa variare la frequenza di un oscillatore.

niente è particolarmente sentito, data la facilità con cui questo materiale plastico si elettrizza. È buona norma conservare questi dischi in un sacchetto di politene (non di polivinile o « cellophan », che raccolgono la polvere anch'essi). È bene inoltre trattare questi dischi con liquidi antistatici almeno ogni 4-6 mesi.

Il « Pick - up » o TESTINA di LETTURA

Col termine di « pick-up » gli anglosassoni identificano il fonorivelatore, ossia il trasduttore che, collegato alla puntina, fornisce una tensione elettrica che varia linearmente in funzione dello spostamento meccanico della puntina stessa.

Un « pick-up », come qualsiasi altro componente della catena elettroacustica, deve avere una banda passante più larga possibile, esente nel contempo da distorsioni e da risonanze. Ciò può essere ottenuto assicurando un montaggio molto elastico della puntina, nonchè curando il dimensionamento delle masse in modo che la frequenza di risonanza propria dei vari componenti risulti al di fuori della banda passante, ed in ogni caso smorzata dalla presenza di adatte paste gelatinose (in genere siliconi). Questo risultato può dirsi quasi raggiunto quando, ascoltando direttamente il « pick-up », senza il collegamento ad alcun amplificatore, non si sente provenire da esso alcuna nota sonora durante la riproduzione di un disco.

Il peso del « pick-up », comunicato alla puntina, varia in funzione del tipo di braccio adottato per la sua sospensione meccanica. Esso, comunque, deve avere il valore prescritto dal fabbricante per il funzionamento lineare. Si fa in modo che tale peso sia compatibile con le esigenze di conservazione e di non danneggiamento del solco. In pratica, il peso varia dai 30 g per dischi normali a 5-6 g per dischi microsolco. Il peso minimo della puntina, sufficiente a mantenere la stessa nel solco anche in caso di forte modulazione, viene determinato dal costruttore con la prova McProud che consiste nel disporre un disco a 45 giri in condizioni di forte eccentricità (spostamento del foro di centro, di 30 mm lungo un raggio). Il peso applicato al « pick - up » viene ridotto gradualmente fino a che questo dia segni di instabilità meccanica durante la lettura del solco in tali condizioni, e tenda a fuoruscirne.

È tuttavia impossibile eliminare due risonanze principali; quella del braccio (di solito inferiore ai 100 Hz) e quella dell'armatura porta puntina, (dell'ordine di qualche migliaio di Hz). Queste risonanze, oltre a introdurre distorsione, aumentano l'usura del solco. L'inconveniente, strano a dirsi, è più notato nei dischi microsolco, ove la natura fisica del materiale adoperato per la fabbricazione ha la proprietà di ridurre notevolmente la frequenza di risonanza della armatura porta puntina, portandola ad un valore al quale l'orecchio umano è più sensibile. I « pick-up » piezoelettrici presentano inoltre una terza risonanza, oltre i 10.000 Hz, propria del cristallo in essi incorporato.

TIPI di TESTINE di LETTURA

I diversi tipi esistenti possono classificarsi in due categorie distinte: testine che dànno una certa tensione di uscita *in funzione della velocità trasversale* della puntina, e quindi del livello di registrazione, e testine che dànno una certa tensione *in funzione dell'ampiezza dello spostamento* della puntina.

Fanno parte del primo gruppo le testine a riluttanza variabile o magnetiche: fanno invece parte del secondo gruppo le testine piezoelettriche e ceramiche. Queste ultime, data la caratteristica di registrazione trasversale ad ampiezza costante (oggi universalmente adottata), non richiedono alcuna rete di equalizzazione per riprodurre un disco in modo fedele. Le testine piezoelettriche hanno invece il difetto — ripetiamo — di presentare una risonanza tra i 10 ed i 15 kHz, che deve essere compensata con appositi filtri *RC*. Le testine a riluttanza variabile richiedono un preamplificatore equalizzatore allo scopo di compensare la curva di incisione *RIAA*, e sono, dal punto di vista circuitale, più complesse e meno consigliabili, viste anche le eccellenti possibilità riproduttive delle testine ceramiche, che vedremo tra breve.

Testine elettromagnetiche o a ferro mobile. — Questo tipo è costituito da un magnete permanente su cui è avvolta una bobina di induzione (vedi **figura 9**). Una barretta di ferro, disposta nel traferro del magnete, viene posta in vibrazione dallo stilo porta puntina, e le variazioni di flusso magnetico inducono nella bobina una debole tensione che riproduce fedelmente la vibrazione incisa nel solco. Queste testine sono divise in tipi ad alta e bassa uscita, a seconda che la tensione da esse fornita si aggiri attorno ai 100 o ai 20 mV rispettivamente, du-

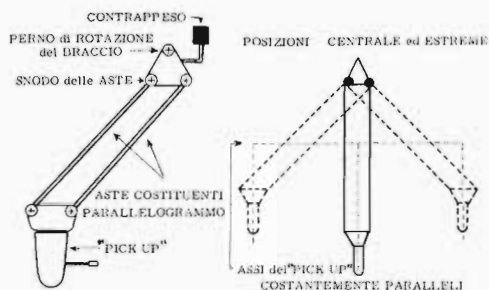



Fig. 14 - Correzione dell'errore di tangenzialità mediante un braccio a parallelogramma. Il sistema è analogo a quello del pantografo da disegno.

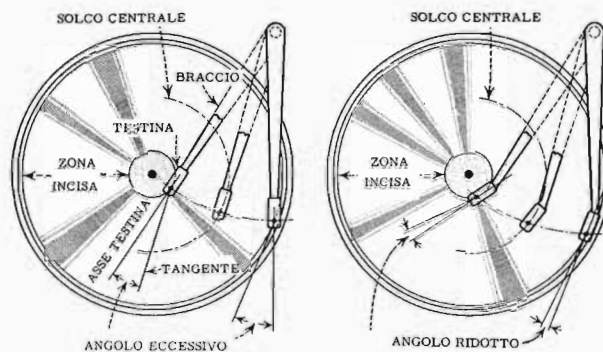



Fig. 15 - Correzione dell'errore di tangenzialità mediante curvatura del braccio. A sinistra condizioni con braccio diritto e, a destra, miglioramento in seguito alla curvatura: l'errore si riduce quasi a zero.

rante la riproduzione di segnali incisi ad un livello di +10 dB (3,16 cm/sec).

Dal momento che i moderni complessi fonoriproduttori devono necessariamente poter servire per la lettura sia di dischi normali che di dischi microsolco, e che il peso di una testina magnetica del tipo ora descritto è tale da essere completamente in antitesi con le esigenze di leggerezza dei dischi moderni, il « pick-up » magnetico è stato pressochè abbandonato.

Su un principio analogo funziona la testina a riluttanza variabile, illustrata in **figura 10**; essa non ha raggiunto larga diffusione in quanto caratterizzata da un costo elevato: non ha nè un rendimento molto maggiore nè un peso minore di quello consentito da una normale testina piezoelettrica.

Testine dinamiche a bobina mobile. — In queste testine la bobina, o avvolgimento mobile, è situata direttamente tra le espansioni polari di un magnete permanente, ed è posta in vibrazione dall'ancorina portapuntina. La tensione è, in questo caso, generata nell'avvolgimento che, muovendosi, viene a tagliare le linee di flusso magnetico del magnete permanente. Questo tipo di testina è influenzato da campi magnetici esterni (in particolare quello dello stesso motorino del giradischi), ed inoltre, a causa della sua impedenza molto bassa, richiede l'uso di un trasformatore elevatore della tensione di uscita. Il principio è illustrato alla **figura 11.**

Testine piezoelettriche e ceramiche. — Il principio di funzionamento delle testine piezoelettriche (effetto piezoelettrico) è stato già osservato parlando dei microfoni. Occorre qui ricordare solamente che esse dànno una tensione di uscita elevata, e che sono sensibili sia alla temperatura elevata, sia all'umidità, per cui possono esserne danneggiate in modo permanente. Solitamente, queste testine sono chiuse ermeticamente in astucci contenenti vaselina al silicone anigroscopica, come illustrato in **figura 12.**

Esistono testine piezoelettriche per impieghi comuni e per alta fedeltà: queste ultime, opportunamente equalizzate, dànno una riproduzione lineare nella gamma compresa tra 25 Hz e 12 kHz.

Nelle testine ceramiche si fa uso del titanato di bario in forma ceramica. Esse, contrariamente alle testine piezoelettriche, sono completamente insensibili alla temperatura ed all'umidità, e rappresentano un tipo di fonorivelatore assai interessante per le sue prestazioni, perchè consentono il funzionamento su una gamma di frequenze molto larga senza risonanze, certamente maggiore di 10 kHz.

Altri tipi di testine di lettura

Oltre ai tipi menzionati, ne esistono altri meno diffusi, quali gli « strain pick-up », le testine a nastro, e quelle a condensatore. Il funzionamento delle ultime due è in tutto simile a quello degli analoghi microfoni già descritti (salvo accorgimenti costruttivi che ne consentono il funzionamento per mezzo di una puntina anzichè di una membrana). I « pick-up » del tipo « strain » sfruttano invece l'effetto di variazione di resistenza di un conduttore sottoposto a tensione meccanica quale può essere quella provocata dalla vibrazione comunicata dalla puntina. I pick-up « strain » debbono essere attraversati da una corrente accuratamente filtrata e costante, allo scopo di modulare tale corrente continua con le vibrazioni meccaniche impresse dalla puntina, dando così luogo ad una caduta di tensione che riproduce fedelmente queste vibrazioni. Questi tipi hanno una bassa impedenza di uscita, e richiedono l'uso di un equalizzatore, poichè dànno una tensione di uscita che risponde linearmente alla velocità laterale.

Le testine capacitive sono in genere collegate ad oscillatori del tipo griglia-placca, e costituiscono una reattanza variabile con cui è ottenuta la modulazione di frequenza dell'oscillatore. Dalla modulazione di frequenza si risale al segnale audio mediante un adatto rivelatore del tipo già noto al lettore. Il livello di uscita di queste testine è molto alto. Uno schema di impiego è visibile in **figura 13.**

BRACCIO del « Pick - up » ed ERRORE di TANGENZIALITA'

Esaminate le particolarità costruttive del disco, la sua modulazione ed i sistemi per convertire la informazione meccanica contenuta nel solco in un segnale elettrico corrispondente, occorre ora considerare l'importanza del problema del montaggio della testina in un braccio mobile che consenta la esplorazione di tutta la superficie del disco Tale problema è risolto normalmente applicando la testina di lettura ad un braccio non molto lungo, imperniato ad una estremità e libero di muoversi con dolcezza sia nel piano orizzontale che in quello verticale. Con questo tipo di montaggio è possibile ottenere

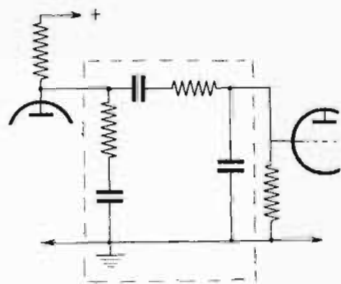



Fig. 16-A - Circuito di equalizzazione dopo un triodo, per l'accoppiamento allo stadio successivo.

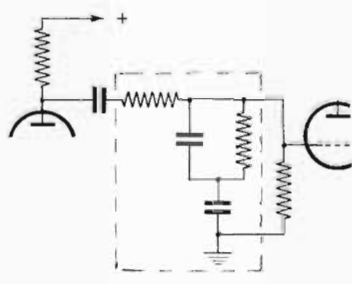



Fig. 16-B - Circuito di equalizzazione dopo un pentodo. Differisce dal primo a causa della diversa resistenza interna della valvola.

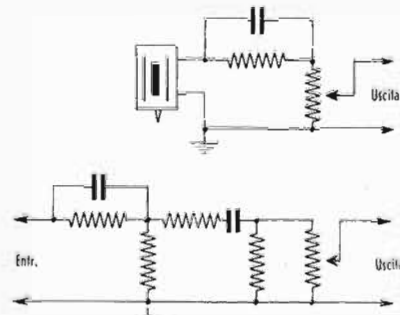



Fig. 17 - Equalizzatori per « pick-up » a cristallo: in alto, tipo semplice; in basso, tipo per qualità elevata.

un perfetto parallelismo (tra l'asse della testina e la tangente al solco nel punto di appoggio della puntina) solamente per i solchi in posizione centrale sul disco. Agli estremi laterali la testina si trova leggermente di sbieco rispetto al solco. Ciò si traduce in una distorsione armonica ed in una maggiore usura del solco. Baerwald dimostra che la distorsione di seconda armonica dovuta all'errore di tangenzialità è espressa in % dalla seguente formula:

$$Percentuale\ 2^a\ armonica = (6{,}28 \times f\, A\, a : V) \times 100$$

nella quale A è la massima ampiezza del solco modulato, a è l'errore di tangenzialità in gradi e V la velocità longitudinale del solco in cm/sec. Questa distorsione risulta proporzionale alla massima velocità trasversale, all'ampiezza del solco, ed all'angolo formato tra l'asse del fonorivelatore e la tangente al solco stesso, mentre risulta inversamente proporzionale alla velocità di rotazione del disco.

Per questo fatto, a parità di condizioni del solco e di tangenzialità, i dischi a 33 giri risentono maggiormente questo inconveniente che non i dischi a 78 giri.

La moderna registrazione laterale ad ampiezza costante tende in parte a ridurre questa distorsione. Nei riproduttori ad alta fedeltà il valore comunemente accettato come limite per questo tipo di distorsione è pari all'1%.

I più moderni tipi di bracci per « pick-up » professionali consentono di ridurre e perfino di annullare l'errore di tangenzialità. Questi bracci sono costituiti da un parallelogramma mobile, mediante il quale la testina di riproduzione riesce a conservare il medesimo orientamento nello spazio per qualsiasi posizione del parallelogramma rispetto al perno di fissaggio. Occorre, nella costruzione di questi bracci particolari, assicurarsi dell'assenza di risonanze meccaniche dei diversi elementi costituenti il sistema. Il principio costruttivo è illustrato in **figura 14**.

In altri tipi di bracci, la testina scorre su guide mobili lungo un braccio disposto radialmente rispetto al disco.

Per quanto riguarda le normali esigenze che si riscontrano nei complessi giradischi che, pur essendo a carattere commerciale e non professionale, devono tuttavia avere una certa qualità, il problema è stato risolto adottando un braccio porta-testina leggermente ricurvo, onde permettere alla testina stessa di ridurre l'errore di tangenzialità pressochè a zero alle estremità della corsa (ossia in corrispondenza dell'inizio e della fine del disco) ed a zero nel punto centrale dell'escursione.

Il principio è illustrato nella **figura 15**, nella quale si nota in A l'errore che si avrebbe con un braccio diritto, ed in B la riduzione dell'errore col braccio ricurvo.

EQUALIZZATORI e DISCHI di PROVA

Il corretto funzionamento elettrico del « pick-up » è ottenuto mediante opportuni circuiti di equalizzazione che ne compensano le eventuali risonanze ed assicurano una risposta lineare sulla banda di frequenze registrate. Un tipo di equalizzatore usato per ottenere una curva di risposta complementare (ossia opposta) a quella standard di incisione (*RIAA*) è quello illustrato in **figura 16**.

Esso è applicabile a tutte le testine la cui risposta varia in funzione della velocità trasversale. Nel caso di « pick-up » sensibili alle variazioni di ampiezza — ripetiamo — non sono normalmente richiesti circuiti equalizzatori, a meno che, come avviene nei « pick-up » piezoelettrici, non si debbano eliminare eventuali effetti di risonanza. Nella **figura 17** è mostrato, ad esempio, un equalizzatore per « pick-up » piezoelettrico.

I dischi di prova, registrati con segnali di frequenza e livello accuratamente determinati, consentono di accertare il funzionamento del « pick-up » e della relativa rete equalizzatrice.

Esistono diversi tipi di dischi di prova costruiti dalle Case discografiche, ed ognuno si differenzia dagli altri per i valori delle frequenze e dei livelli usati. Tipi molto diffusi sono comunque gli *RCA* 12-5-19, 12-5-25 e 12-5-31 per i dischi a 78, 33 e 45 giri rispettivamente. Altro disco di uso quasi universale è il *Decca LXT* 2695 a 33 giri di cui riportiamo la tabella delle frequenze e dei livelli registrati.

FREQUENZA	LIVELLO	FREQUENZA	LIVELLO
15 kHz	+12,5 dB	5 kHz	+ 5,9 dB
14 kHz	+13,1 dB	4 kHz	+ 4,6 dB
13 kHz	+12,9 dB	3 kHz	+ 3,6 dB
12 kHz	+12,0 dB	2 kHz	+ 1,9 dB
11 kHz	+11,5 dB	1 kHz	0,0 dB
10 kHz	+10,5 dB	500 Hz	— 2,3 dB
9 kHz	+10,1 dB	250 Hz	— 6,6 dB
8 kHz	+ 9,2 dB	125 Hz	— 9,0 dB
7 kHz	+ 8,5 dB	60 Hz	—11,7 dB
6 kHz	+ 7,3 dB	40 Hz	—13,9 dB

LA REGISTRAZIONE MAGNETICA

I principi della registrazione magnetica sono stati scoperti all'inizio del secolo dal fisico danese Poulsen. Sebbene anteriore all'invenzione del fonografo, questa scoperta venne pressochè ignorata per molto tempo, ossia fino a quando l'introduzione della valvola elettronica non consentì una adeguata amplificazione dei deboli segnali che venivano impressi sotto forma di variazioni magnetiche su di un sottile filo di acciaio magnetizzabile.

La cattiva qualità di riproduzione dei primi registratori magnetici, nonchè il loro costo elevato costituì, successivamente, per molto tempo, un altro ostacolo determinante, sufficiente per fare di questo sistema di riproduzione più una curiosità che un mezzo di pratica utilizzazione. In seguito agli enormi progressi dell'elettronica, conseguiti nell'ultimo ventennio, si è pervenuti ora alla realizzazione di apparecchi che consentono la registrazione magnetica di suoni con grandi vantaggi rispetto alla registrazione fonografica, sia dal punto di vista economico che da quello della fedeltà di riproduzione.

Prima di addentrarci nella spiegazione del procedimento sul quale si basa la registrazione magnetica, è opportuno accennare alla proprietà magnetica di alcune sostanze, anche se ciò abbiamo parzialmente detto precedentemente.

I CORPI FERROMAGNETICI

Supponiamo di introdurre un corpo in un campo magnetico; esso può — a seconda della sua natura — presentare un diverso tipo di comportamento, infatti:

a) I materiali « diamagnetici » determinano una lieve deviazione delle linee di forza verso l'esterno (**figura 1-A**).

b) I corpi « paramagnetici » determinano invece una debole deviazione in senso inverso, ossia verso il loro interno (**figura 1-B**).

c) i corpi « ferromagnetici », che sono quelli che presentano il maggior interesse dal punto di vista pratico, deteminano una forte deviazione del campo magnetico verso il loro interno (**figura 2**).

Le sostanze ferromagnetiche si possono suddividere in due categorie: corpi ferromagnetici *dolci* e corpi ferromagnetici *duri*. Nei primi, la magnetizzazione indotta in seguito alla presenza di un campo magnetico esterno, scompare quando quest'ultimo viene a mancare. Le sostanze ferromagnetiche « dure » si comportano invece in un modo assai diverso, che ora illustreremo.

Supponiamo di introdurre un corpo di tal genere in una bobina percorsa da una corrente manualmente regolabile. Le linee di forza si concentrano nel corpo in modo tanto maggiore quanto più spiccate sono le proprietà magnetiche del materiale. In termini scientificamente più usati, si suol dire che la densità del flusso magnetico aumenta all'aumentare della permeabilità magnetica del corpo in esame.

Supponiamo ora di variare la corrente che percorre la bobina in un modo che il campo magnetico da essa determinato varii linearmente da 0 ad un valore $+H$. In tal caso, la magnetizzazione indotta nel corpo varia secondo la linea tratteggiata (**figura 3**). Si può osservare che la variazione dell'induzione magnetica B non è lineare, ed anzi, oltre ad un certo valore di H, B non aumenta più (si osservi infatti che la linea tratteggiata ha la tendenza a divenire parallela all'asse delle ascisse).

Se ora facciamo diminuire la corrente nella bobina in modo che H varii linearmente e ritorni dal suo valore $+H$ a 0, si dovrebbe aspettare una diminuzione del valore di B seguente, in senso inverso, la linea tratteggiata precedentemente percorsa. Si trova invece che, per i materiali ferromagnetici «duri», B diminuisce molto più lentamente del previsto, e precisamente seguendo la linea che procede verso il punto di **magnetismo residuo**. In altre parole, quando il campo inducente H ritorna a 0, il campo indotto B permane al valore B_r. Questo è il fenomeno che si vuole indicare col nome di **persistenza magnetica**, e che è fondamentale per quanto riguarda la registrazione magnetica.

Aumentando H in senso inverso, fino a raggiungere il valore $-H$, B continua a diminuire fino al valore critico-H_c (forza coercitiva), dopo di che inverte la sua direzione ed aumenta in senso negativo. Anche in questo caso, oltre ad un certo valore $-H$, B non aumenta più. Ora chiudiamo il ciclo facendo aumentare linearmente il campo inducente da $-H$ a $+H$; B seguirà la curva indicata in figura, passando attraverso il punto $-B_r$ (magnetismo residuo negativo) e$+H_c$ (forza coercitiva).

Questo ciclo, detto **ciclo d'isteresi**, è fondamentale per quanto riguarda la registrazione magnetica dei suoni, in quanto, come vedremo, il magnetismo residue viene sfruttato per la registrazione e la riproduzio-

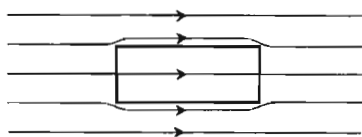



Fig. 1-A - Deviazione all'esterno delle linee di forza, causata dalla presenza di un corpo del tipo diamagnetico, ossia refrattario all'energia magnetica.

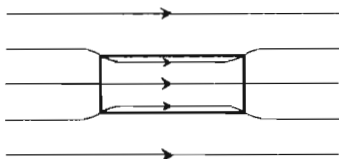



Fig. 1-B - Lieve deviazione all'interno delle linee di forza magnetica, dovuta alla presenza di un corpo avente caratteristiche paramagnetiche.

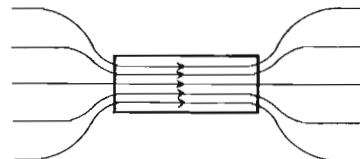



Fig. 2 - Addensamento delle linee di forza in un corpo ferromagnetico. L'elevata permeabilità del materiale costringe tutte le linee ad attraversarlo.

ne, mentre la forza coercitiva viene usata per la cancellazione.

Il lettore ricorderà che questo argomento è già stato trattato da un punto di vista generico a pagina 103.

LA REGISTRAZIONE

Tra breve ci occuperemo dettagliatamente dei nastri magnetici, ossia del mezzo che serve alla registrazione: anticipiamo fin d'ora che essi sono costituiti da un nastro in materiale sintetico (poliestere, mylar, od altro) che agisce da supporto, e da un sottilissimo strato di ossido di ferro su di esso depositato. L'ossido di ferro è un materiale che, quando viene introdotto in un campo magnetico, si comporta nel modo da noi sopra descritto nei riferimenti dei corpi ferromagnetici « duri ».

La testina magnetica di registrazione consta essenzialmente di una bobina avvolta su di un nucleo provvisto di un piccolo traferro; la forma, generalmente, è quella indicata alla **figura 4**. Supponiamo che tale bobina sia percorsa da una corrente continua; in questo caso si determinerà un campo magnetico tale che, se si dispone davanti al traferro un nastro magnetico, la magnetizzazione di quest'ultimo assume l'andamento indicato dalle linee con le frecce.

Si può dedurre, dalla figura citata, che le linee di forza magnetiche percorrono tutto il nucleo della testina e poi, in corrispondenza del traferro, si aprono per penetrare nell'ossido di ferro che ricopre il nastro.

E' intuibile che, per il fenomeno del magnetismo residuo, se facciamo *scorrere* il nastro davanti alla testina, mentre la bobina di questa è percorsa da una corrente continua, il nastro si magnetizza uniformemente lungo tutta la sua superficie affacciata. Mano a mano che una singola zona di nastro si avvicina alla zona del traferro, il campo magnetico in cui essa è immersa va aumentando fino ad un certo valore; si percorre quindi il primo tratto del ciclo di isteresi di cui alla figura 3 (linea tratteggiata).

In conseguenza dello scorrimento, la zona di nastro considerata, successivamente si allontana e il campo magnetico magnetizzante diminuisce, per detta zona, dal valore massimo a 0; il campo indotto permanente risulta pari a $+B_r$. Questo però avviene per tutte le successive singole zone di nastro che scorrono davanti al traferro; si ottiene quindi — come abbiamo detto — una magnetizzazione del nastro costante, e precisamente pari a $+B_r$.

Supponiamo ora che la bobina della testina di registrazione, invece di essere percorsa da una corrente continua, sia percorsa da una corrente alternata o, meglio da un segnale ad audiofrequenza. In tal caso, il campo magnetico inducente varia in intensità ed in frequenza conformemente al segnale ad audiofrequenza applicato. Le sue variazioni rappresentano perciò fedelmente il suono che si vuole registrare. Il campo magnetico induce sul nastro in scorrimento, come si è detto sopra, un nuovò campo, ad esso proporzionale, che — per il citato fenomeno del magnetismo residuo — risulta fissato permanentemente. Infatti, ogni valore istantaneo della corrente che percorre la bobina determina, sulla ristretta zona di nastro che in quel momento sta transitando davanti al traferro, una magnetizzazione residua ($+B_r$ o $-B_r$, secondo che si tratti di una semi alternanza negativa o positiva) ad essa proporzionale.

La polarizzazione

Per ottenere registrazioni che seguano fedelmente il segnale audio applicato bisogna prendere in considerazione diversi fattori.

Osserviamo la curva del ciclo di isteresi riportata alla figura 3: possiamo notare che il suo andamento complessivo non è lineare. Ciò perchè, volutamente, abbiamo indicato nella figura un ciclo corrispondente ad una intensità limite a $+H$ e $-H$, ossia tale che per ulteriori aumenti di H, B non varii più. Se però ci limitiamo a valori del campo inducente minori, si ottiene un ciclo di isteresi del tipo di quello rappresentato alla **figura 5**. Esso — come si vede — dà migliori garanzie di linearità, poichè, come occorre per una fedele registrazione, il campo indotto ed il magnetismo residuo sono proporzionali al campo inducente.

E' necessario poi tenere conto di un'altra sorgente di possibili distorsioni, di natura più difficile da eliminare. Se per quanto riguarda il fenomeno dianzi accennato basta, per eliminarlo, mantenere il segnale audio che si invia alla testina al di sotto di un certo valore limite, per quanto riguarda invece il fenomeno che ora descriveremo, occorre ricorrere ad una **tensione di polarizzazione**.

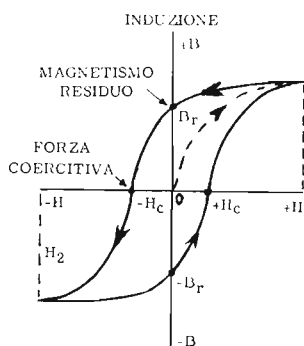



Fig. 3 - Ciclo di isteresi durante la magnetizzazione e la smagnetizzazione. Sull'asse orizzontale valore del campo magnetico (H) e su quello verticale magnetizzazione (B).

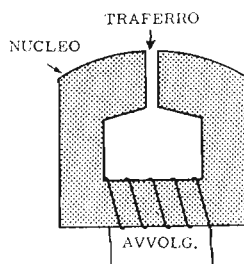



Fig. 4 - Struttura schematizzata di una testina per registrazione magnetica. Il traferro è rappresentato con larghezza rilevante, per maggior chiarezza.

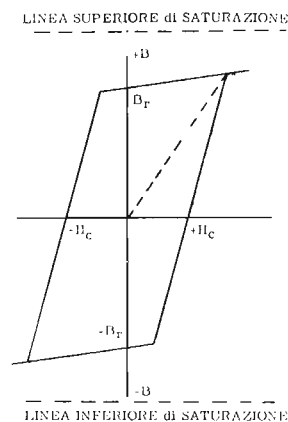



Fig. 5 - Ciclo di isteresi nel tratto rettilineo, lontano dai limiti di saturazione.

Il ciclo di isteresi, rappresentato alla figura 5, vale — come abbiamo detto — per valori di $+H$ e $-H$ entro un dato limite. Se però si scende al di sotto di un certo valore critico, H_m, il fenomeno della persistenza magnetica non ha più luogo, vale a dire che il magnetismo residuo è, in tal caso, nullo. Quella parte di segnale che determina quindi un campo magnetico inducente compreso tra $-H_m$ e $+H_m$, non risulta registrata sul nastro (vedi **figura 6**). E' altresì intuibile che, per valori di poco superiori ad H_m, il segnale verrà sì registrato, però sarà notevolmente distorto, essendo in questo tratto il magnetismo residuo non proporzionale al magnetismo indotto. Riassumendo, occorre pertanto:

a) fare in modo che il segnale audio sia tale da non far superare il valore di $\pm H$;

b) non lavorare in punti che determinano campi inducenti inferiori ad un certo valore minimo.

Mentre per il punto **a)** la soluzione è facile, per quanto riguarda l'ostacolo **b)** non si vede una soluzione immediata, poichè — per quanto si voglia alterare l'ampiezza del segnale audio — trattandosi di tensioni alternate, avremo sempre dei punti in cui la tensione è prossima al valore zero.

Per risolvere questo problema, supponiamo di applicare alla testina, oltre al segnale ad audiofrequenza, un segnale a frequenza ultrasonica, del tipo di quello rappresentato alla **figura 7-A**. Questo segnale (detto « di polarizzazione ») non determina alcun disturbo all'atto della riproduzione, poichè, essendo di frequenza superiore al limite massimo udibile, non procurerà alcuna sensazione auditiva. Sommandolo al segnale ad audiofrequenza di figura 7-**B**, si otterrà, come somma dei due, il segnale di figura **7-C**. In tal modo, come si può osservare, si è ottenuta una coppia di segnali audio, ciascuno dei quali lavora in una zona del ciclo di isteresi tale da dare garanzia di linearità. Naturalmente, occorre, per ottenere ciò, porre molta cura nel determinare l'ampiezza del segnale di polarizzazione, onde evitare di superare il campo massimo e, contemporaneamente, di scendere al di sotto del valore minimo.

Da ciò si comprende quanto sia critico il livello di registrazione, poichè, con i segnali audio troppo ampi si « modula » la frequenza di polarizzazione in modo eccessivo, cioè tale da superare i limiti consentiti.

Con il sistema ora visto, inoltre, i due segnali audio, superiore ed inferiore, vengono — in sede di riproduzione — letti contemporaneamente, e determinano un annullamento per compensazione, delle distorsioni dovute ad una eventuale lieve non linearità del tratto di curva di isteresi scelto per la registrazione. Ciò è, in certo qual modo, analogo al fenomeno secondo cui un amplificatore in controfase in classe B comporta una minore distorsione di uno stadio singolo, per il fatto che si hanno due distorsioni complementari che si annullano a vicenda.

La testina di riproduzione è dello stesso tipo di quella di registrazione, anzi — nella maggior parte dei casi — la stessa testina serve ad entrambi i compiti. Una apposita testina viene invece impiegata, nel modo che vedremo, per effettuare la cancellazione delle registrazioni.

LA RIPRODUZIONE

Per comprendere come avvenga la riproduzione è necessario richiamare alcuni concetti fondamentali riguardanti l'elettromagnetismo.

Se si pone una bobina in un campo magnetico costante, nessuna corrente la percorre ad eccezione di un impulso iniziale. Se invece, il campo magnetico è variabile, nella bobina abbiamo sempre una corrente proporzionale alla velocità di variazione del flusso del campo magnetico. Così, se un nastro magnetico registrato (contenente cioè un campo magnetico variabile) viene fatto scorrere innanzi alla testina, nell'avvolgimento di quest'ultima si verificherà una corrente che seguirà fedelmente il campo magnetico registrato sul nastro. Naturalmente, per una fedele riproduzione, occorre che la velocità con cui si fa scorrere il nastro sia la stessa che si era tenuta durante la registrazione.

La debole corrente che percorre la bobina della testina di lettura viene inviata ad un preamplificatore a valvole o a transistori, e — successivamente — ad uno o più stadi ad amplificazione di potenza e ad un altoparlante. Questo che abbiamo visto è il completo ciclo di registrazione-riproduzione; prendiamo ora in considerazione un'altra funzione che i registratori magnetici a nastro devono essere in grado di compiere: la cancellazione.

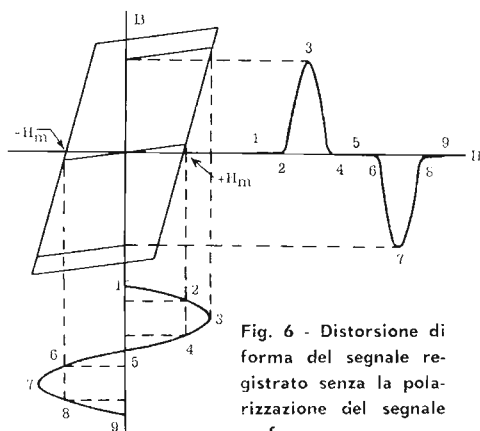



Fig. 6 - Distorsione di forma del segnale registrato senza la polarizzazione del segnale a frequenza supersonica.

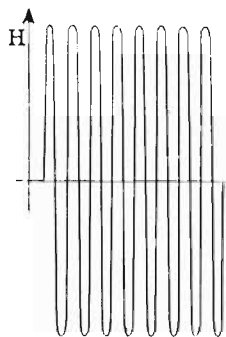



Fig. 7-A - Segnale polarizzante a frequenza ed ampiezza costante.

Fig. 7-B - Segnale di Bassa Frequenza da registrare.

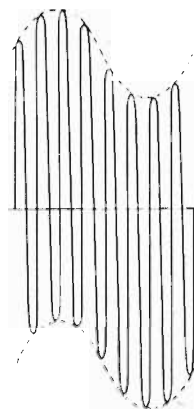



Fig. 7-C Risultante della sovrapposizione.

LA CANCELLAZIONE

Una delle caratteristiche che rendono in molti casi il sistema di registrazione magnetica su nastro preferibile a quello di registrazione fonografica, consiste nel fatto che è possibile cancellare un nastro magnetico e registrare su di esso suoni diversi. e ciò per un numero praticamente illimitato di volte.

Prendiamo nuovamente in considerazione il ciclo di isteresi: possiamo notare che il magnetismo residuo può venire totalmente eliminato applicando un campo magnetico pari alla forza coercitiva. Precisamente occorrerà, come si può notare dalla figura 3, applicare un campo inducente $-H_c$ per eliminare il magnetismo residuo $+B_r$, oppure $+H_c$ per eliminare il magnetismo residuo $-B_r$.

Immaginiamo di far scorrere un nastro di fronte ad una testina di registrazione la cui bobina sia percorsa da una corrente alternata a frequenza notevolmente elevata (ad esempio 50 kHz) ed esaminiamo ciò che avviene in una piccola porzione di nastro, man mano che essa si avvicina al traferro, vi passa innanzi, e, infine, se ne allontana.

Quando la zona di nastro che consideriamo entra nell'area di azione del campo magnetico determinato dalla bobina, comincia ad intercettare una parte delle linee di forza. Poichè, all'inizio — stante la distanza ancora esistente — capta solo una piccola parte di tali linee, essa subisce dei cicli di isteresi molto piccoli; successivamente, l'ampiezza di tali cicli si fa sempre più grande, fino a raggiungere il valore massimo quando la zona considerata passa davanti al traferro. Dopo, allontanandosi, i cicli di isteresi divengono nuovamente sempre più piccoli, fino a non più verificarsi.

L'andamento del campo magnetico cui viene sottoposto il nastro, dal suo ingresso nella zona di influenza della testina fino alla sua uscita dalla zona, è rappresentato alla **figura 8**. Il fenomeno importante in tutto questo è dato dal fatto che il magnetismo residuo che, ad ogni istante, è presente sulla zona di nastro in questione, è proporzionale all'ampiezza dei successivi cicli di isteresi, e quindi a quella del campo magnetico. In tal modo, anch'esso aumenta durante la fase di avvicinamento al traferro, e diminuisce fino a zero, durante l'allontanamento.

Se invece si opera a frequenze acustiche, l'annullamento del magnetismo residuo non avviene perchè i cicli (frequenze più basse) sono relativamente lunghi, e di conseguenza — eguale restando la velocità di scorrimento del nastro — può manifestarsi il voluto fenomeno della permanenza magnetica, in modo proporzionale al valore istantaneo della tensione ad audiofrequenza da registrare.

L'esempio che noi abbiamo fatto si riferisce all'impiego di un nastro, non registrato in precedenza, sottoposto ad una frequenza notevolmente elevata. Si ottiene, praticamente, come risultato, che il nastro per una frequenza così alta, — anche dopo il passaggio davanti alla testina — rimane vergine, ossia privo di magnetizzazione.

Supponiamo ora di sottoporre al medesimo processo una zona di nastro già magnetizzata con segnali audio. Su di essa è presente allora un certo magnetismo residuo B_r. Se il campo magnetico alternato di cui si è detto sopra, e cioè quello dovuto al segnale di alta frequenza, è tale da superare il livello di saturazione del nastro, i cicli di isteresi sempre crescenti che si sviluppano (**figura 9**) a partire da B_r, ad un certo punto urtano contro il livello di saturazione superiore, (vedi figura) mentre continuano ad estendersi nel senso inferiore. Si giungerà quindi, quando il campo magnetico alternato raggiunge la massima intensità, ad un ciclo di isteresi massimo, centrato rispetto al punto 0. Da qui, il campo magnetico alternato comincierà a diminuire (**figura 10**) e quindi, secondo quanto già detto in precedenza, si giungerà ad un annullamento totale del magnetismo residuo, ciò che porterà, in altre parole, alla scomparsa del segnale audio già registrato sul nastro.

Generalmente — come abbiamo detto — la testina di cancellazione è separata, e precede nell'ordine di passaggio del nastro, quella di lettura e di registrazione. In tal modo, quando i comandi del magnetofono sono posti in posizione « registrazione », una tensione a frequenza elevata viene inviata all'avvolgimento della testina di cancellazione, così che, prima che il nastro venga registrato, si ha la cancellazione di qualunque segnale preventivamente esistente sul nastro stesso.

Finora abbiamo visto come sia possibile ottenere, dal punto di vista teorico, una registrazione ed una riproduzione di suoni mediante il nastro magnetico. Esaminiamo ora come, in pratica, sia realizzato un dispositivo atto a compiere tali funzioni. Le parti essenziali che

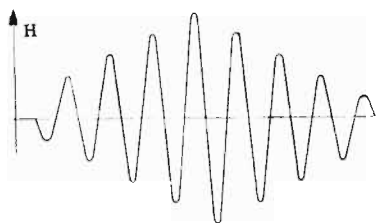



Fig. 8 - Andamento del campo magnetico cui ogni segmento del nastro viene sottoposto nel suo passaggio davanti alla testina.

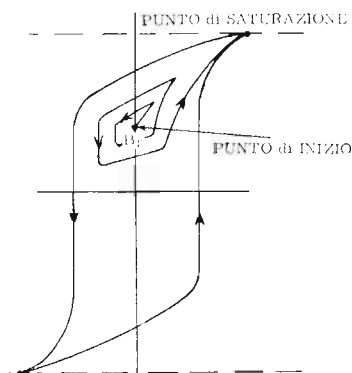



Fig. 9 - Prima parte del processo di cancellazione (campo in aumento).

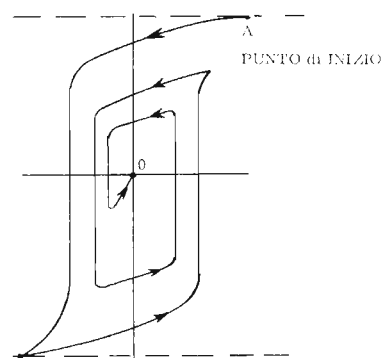



Fig. 10 - Seconda parte del processo di cancellazione (campo in diminuzione).

occorre prendere in considerazione nell'esame della struttura fondamentale di un assieme magnetofonico sono:

1) Il nastro.

2) La parte meccanica.

3) Le testine.

4) La parte elettronica.

Esaminiamo separatamente tali elementi, considerandone gli aspetti caratteristici che si conservano immutati in quasi tutte le realizzazioni pratiche.

I NASTRI MAGNETICI

Come abbiamo già detto, i nastri sono essenzialmente costituiti da un supporto di sostanza sintetica, sul quale viene depositato un leggero strato di ossido di ferro. Molte sono le esigenze cui deve ottemperare un nastro per poter dare garanzie di buona registrazione e buona riproduzione.

Innanzitutto, occorre considerare la qualità del supporto plastico. Il supporto deve essere abbastanza flessibile per adattarsi perfettamente alle testine e per poter essere trascinato, senza inconvenienti, dalle varie pulegge che costituiscono il sistema meccanico di trascinamento. Inoltre, deve essere sottile il più possibile, in modo da consentire, a parità di dimensioni delle bobine che lo raccolgono, una maggiore durata delle registrazioni.

D'altra parte, il nastro deve essere abbastanza solido per poter resistere all'attrito cui viene sottoposto mediante il sistema di trascinamento, nonchè ad eventuali strappi che si possono verificare — sia pure involontariamente — per errate manovre.

Un'altra qualità che i nastri devono presentare è quella di non venire influenzati dalle variazioni della temperatura e dall'umidità. Inoltre poichè l'ossido di ferro viene depositato sul supporto plastico in piccoli grani, è opportuno che le dimensioni di questi ultimi non siano superiori ad un micron, e ciò sia per ragioni di registrazione, sulle quali torneremo in seguito, che per fare in modo di ottenere un nastro perfettamente liscio, onde evitare l'usura delle testine.

Le dimensioni dei granuli di ossido di ferro determinano la massima frequenza registrabile — a parità di velocità di scorrimento del nastro — in quanto, ogni granulo costituisce un magnetino elementare entro il quale non si possono avere delle magnetizzazioni differenti. Altre caratteristiche notevoli riguardano le proprietà magnetiche quali la sensibilità, il magnetismo residuo, e la forza coercitiva.

La fabbricazione del nastro è operazione alquanto delicata e difficile se il prodotto, come è logico, deve presentarsi con tutti i citati requisiti. Essa è divenuta oggetto di industrie specializzate, in particolare nel ramo chimico (citiamo, ad esempio, la B.A.S.F. tedesca che fu la prima ad intraprendere, nel 1934, la produzione del nastro su scala industriale).

LA PARTE MECCANICA

Per ottenere lo scorrimento del nastro davanti alle testine si fa ricorso ad un motorino. In origine, il nastro è avvolto interamente su di una bobina e, al procedere della registrazione o della lettura, dopo essere passato davanti alla testina, si avvolge su di una seconda bobina.

Come già detto, per ottenere una riproduzione perfetta dei suoni registrati, è indispensabile che la velocità di scorrimento del nastro sia sempre rigorosamente costante, allo scopo di evitare una pur lieve differenza tra la velocità di registrazione e la velocità di riproduzione. Questa regolarità è assicurata da un perno ruotante a velocità costante, collegato all'asse del motorino; contro tale perno il nastro viene pressato per mezzo di una ruota coperta di gomma.

Se il nastro si sposta ad una velocità costante, poichè esso si svolge — come abbiamo visto — da una bobina, per avvolgersi su di un'altra, la velocità della prima andrà sempre aumentando mentre la velocità della seconda andrà sempre diminuendo e ciò a causa della variazione di diametro del quantitativo di nastro avvolto. Si rende pertanto necessario un dispositivo a frizione che trascini le bobine con velocità adeguate, sì che il nastro rimanga sempre ben teso. Inoltre, poichè tutti i registratori sono provvisti di un tasto che consente l'arresto immediato del nastro, è opportuna la presenza di un dispositivo che provveda contemporaneamente al blocco istantaneo delle due bobine, in modo da evitare che esse, per inerzia, continuando a ruotare, determinino un ulteriore svolgimento del nastro, che potrebbe causare un aggrovigliamento.

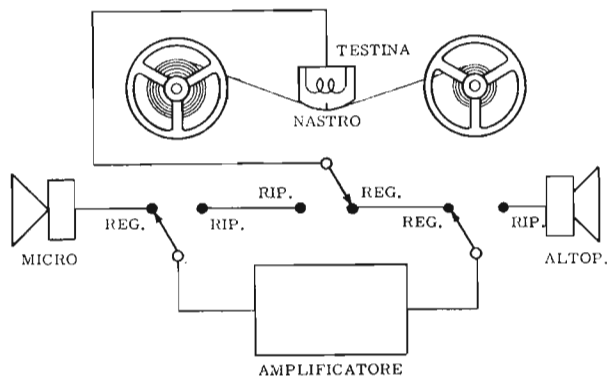



Fig. 11 - Commutazione della testina (unica), dell'altoparlante e del microfono, per registrazione e riproduzione.

Fig. 12 - Curva di responso, alle varie frequenze. La curva superiore è riferita alla velocità di 19 cm/sec, quella inferiore alla velocità di 9,5 cm/sec. Nella prima il responso è più esteso.

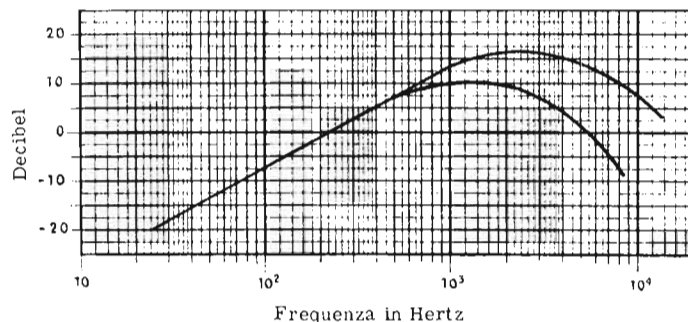
Due altri comandi che generalmente sono sempre presenti nei registratori a nastro sono quelli che consentono l'avvolgimento veloce delle bobine in un senso o nell'altro. Questa possibilità diviene molto utile nel caso in cui si voglia rintracciare una precedente registrazione che si trovi in un punto del nastro parecchio distante da quello che sta transitando davanti alle testine. Per l'avvolgimento veloce, viene trasmessa una rapida e continua rotazione alla bobina verso la quale si intende avvolgere il nastro, anche in questo caso mediante un dispositivo a frizione.

VELOCITA' di TRASCINAMENTO

La qualità della riproduzione, ed in particolare la massima frequenza registrabile, dipendono — oltre che dalla qualità del nastro, dell'amplificatore e delle testine — dalla velocità di scorrimento. Infatti, con velocità basse, se in effetti aumenta la durata della registrazione, si ha, per contro, l'inconveniente che il limite superiore della banda di frequenze registrabili e riproducibili scende rapidamente oltre ai limiti auspicabili. Questo fenomeno si può spiegare, in parte, ricordando la spiegazione data a proposito dalla cancellazione mediante frequenze ultrasoniche, ed in parte, ricordando che le dimensioni dei granuli elementari sono tali da non permettere, a bassa velocità di scorrimento, la registrazione di campi magnetici variabili con molta rapidità, quali appunto quelli determinati dalle frequenze acustiche più elevate.
Le velocità attualmente più usate sono:

a) 76,2 cm/sec e 38 cm/sec, nel caso dei registratori professionali per studi radiofonici, per registratori ad alta fedeltà, ecc.

b) 19 cm/sec, nel caso di registratori semiprofessionali, che consentono già una fedeltà di riproduzione quasi perfetta.

c) 9,5 cm/sec e 2,38 cm/sec, nel caso di normali registratori aventi minori pretese. Di queste tre ultime velocità, la prima — che consente la registrazione di frequenze fino a 12 kHz — viene usata generalmente per registratori di musica classica, la seconda — che riproduce fino a circa 7 kHz — viene usata principalmente per musica leggera, la terza infine — che giunge fino a circa 3,5 kHz — viene usata per la registrazione della sola voce umana, come ad esempio nel caso di conferenze, dettatura di corrispondenza, ecc.

LA PARTE ELETTRONICA

Già ci siamo occupati sommariamente del problema delle testine. Vogliamo ancora accennare al fatto che, poichè viene spesso usata un'unica testina sia per la registrazione che per la riproduzione, al comando meccanico per il passaggio dalla posizione « registrazione » alla posizione « riproduzione » è necessario sia collegato un commutatore che provveda a modificare i circuiti come si può rilevare dallo schema a blocchi rappresentato alla **figura 11**.

Per quanto riguarda la parte elettronica, bisogna considerare innanzitutto che la risposta delle testine magnetiche non è lineare alle varie frequenze. La curva di risposta, se non si provvede alle adeguate compensazioni che ora descriveremo, è infatti, del tipo di quella rappresentata alla **figura 12**. Occorre quindi aumentare l'amplificazione sia alle frequenze molto alte che a quelle molto basse. A questo scopo si introduce — per le frequenze alte — la cosiddetta « pre compensazione ». Questo procedimento che ha luogo all'atto della registrazione, consiste in una maggiore amplificazione delle frequenze elevate rispetto alle altre della gamma. Si tratta — in sostanza — di operazione analoga alla preenfasi di cui ci siamo occupati a proposito della modulazione di frequenza.

La curva di amplificazione che si desidera ottenere è quella rappresentata alla **figura 13**. In questo modo, potrebbe sembrare che insorga il pericolo di ottenere una sovramodulazione nelle note alte. Ciò in pratica non si verifica, sia perchè l'ampiezza della audiofrequenza di tal tipo è normalmente assai scarsa, sia perchè essa viene ulteriormente ridotta da inevitabili perdite.

La « post-compensazione », che consiste in una maggiore amplificazione delle frequenze basse, ha invece luogo all'atto della riproduzione. Ciò perchè, se avvenisse anch'essa durante la registrazione, potrebbe determinare una distorsione per sovraccarico. L'andamento del processo di post-compensazione è illustrato alla **figura 14**.

Nei magnetofoni di piccole dimensioni, spesso, il processo di post-compensazione non viene introdotto, poi-

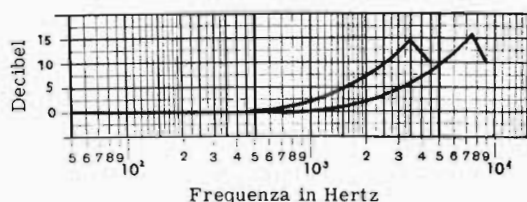



Fig. 13 - Curve di pre-compensazione per migliorare il responso alle frequenze elevate. La prima a sinistra è riferita alla velocità di 9,5 cm/sec; l'altra alla velocità di 19 cm/sec.

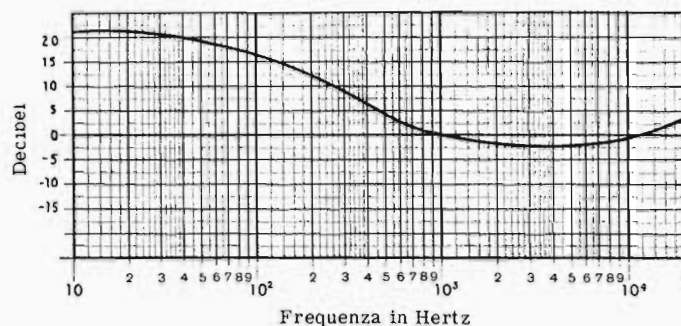



Fig. 14 - Curva di responso dell'amplificatore nell'impiego per l'ascolto. Come si nota, viene data una post-compensazione sia alle frequenze basse, che alle frequenze più elevate.

chè le frequenze basse non risulterebbero egualmente riproducibili a causa delle piccole dimensioni dell'altoparlante e del trasformatore di uscita adottato.

FREQUENZE di CANCELLAZIONE e di PREMAGNETIZZAZIONE

Nei paragrafi precedenti abbiamo detto a quali compiti siano destinate le oscillazioni di cancellazione e di premagnetizzazione, senza pur tuttavia soffermarci sul criterio di scelta delle relative frequenze. I problemi, a questo riguardo, sono di competenza del progettista ma riteniamo utile farvi cenno.

Per quanto riguarda la tensione di cancellazione, o smagnetizzazione, occorre ricordare che essa deve essere inaudibile, cioè ultrasonica. Essa deve consentire un numero di smagnetizzazioni complete (cicli di isteresi) assai elevato, allo scopo di eliminare qualsiasi traccia residua della registrazione precedente. La sua frequenza deve mantenersi però nei limiti imposti da perdite tollerabili per correnti parassite nel nucleo e nel traferro della testina di cancellazione (aumentando la frequenza, aumentano le perdite). Una frequenza di 35 kHz soddisfa in modo abbastanza preciso queste diverse esigenze, per quanto, da caso a caso, si possano notare differenze a seconda della velocità del registratore e del tipo di testina adottato.

La frequenza di premagnetizzazione deve essere scelta, invece, in modo che essa sia quanto più possibile elevata nei confronti della più alta frequenza acustica da registrare. Ciò allo scopo di non introdurre distorsioni di non linearità. In pratica, una frequenza eguale a 5 volte il massimo valore della frequenza audio è sufficiente. Poichè normalmente, la massima frequenza audio è dell'ordine di 10 kHz, la frequenza di premagnetizzazione sarà dell'ordine di 50 kHz. Le perdite per correnti parassite e dovute al traferro assumono, in questo caso, importanza minore perchè il livello del segnale di premagnetizzazione è molto inferiore a quello del segnale di cancellazione. L'oscillatore che genera queste tensioni deve essere accuratamente progettato in modo da evitare, per quanto possibile, la formazione di frequenze armoniche, responsabili, quelle pari in particolare, dell'introduzione di un notevole fruscio, all'atto della successiva riproduzione del nastro. Un oscillatore con stadio in controfase che, come è noto, elimina completamente le armoniche di ordine pari, risolve egregiamente il problema. Ciò, tuttavia, avviene solo nei magnetofoni professionali, poichè — normalmente — è la singola valvola amplificatrice finale dell'ascolto che viene impiegata quale oscillatrice in alta frequenza nella registrazione. Alla **figura 15** è rappresentato appunto uno schema del genere.

L'INDICATORE di LIVELLO

Come abbiamo visto in precedenza, il livello del segnale ad audiofrequenza che viene applicato alla testina di registrazione è molto critico. Infatti, con segnali troppo bassi non si ha, è vero, distorsione, ma interviene una diminuzione del rapporto segnale/rumore; il rumore prodotto dallo stadio amplificatore, dalla testina, e dal nastro stesso, rimane pressochè costante al variare del livello del segnale. Viceversa, se si aumenta troppo il livello del segnale, si incorre — come già visto — nel pericolo costituito dalla sovramodulazione. In questo caso si opererebbe con valori del campo magnetico troppo elevati o comunque tali da generare distorsioni.

Per poter regolare adeguatamente il livello del segnale all'atto della registrazione, quasi tutti i magnetofoni sono provvisti di un indicatore, che può essere sia un vero e proprio strumento di misura, come nel caso dei magnetofoni professionali, che un indicatore elettronico, analogo ai cosiddetti « occhi elettrici » usati nei radioricevitori come indicatori di sintonia.

La tensione ad audiofrequenza viene prelevata alla uscita dello stadio in cui è presente un potenziometro per la regolazione del livello e, dopo opportuna rettificazione, viene applicata all'indicatrice di modulazione. Le diverse ampiezze del segnale audio vengono allora indicate dalla maggiore o minore ampiezza della zona luminosa.

REGISTRAZIONE A PIU' « PISTE »

Stabilita a suo tempo l'altezza, o la larghezza che dir si voglia, normalizzata del nastro in mm 6,25, si trovò poi che, in seguito ai perfezionamenti tecnologici di fabbricazione, era sufficiente per accettare una registrazione anche meno della metà di detta altezza. Da qui,

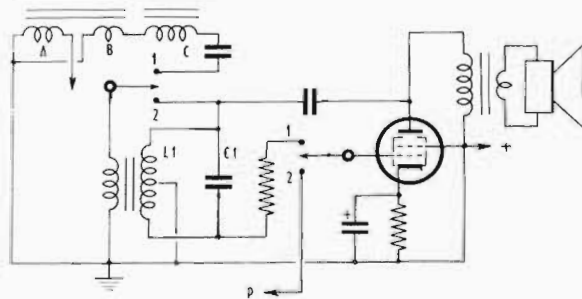



Fig. 15 - Impiego di una sola valvola, sia come stadio finale di amplificazione in Bassa Frequenza durante l'ascolto, (commutatori in posizione 2), sia come oscillatrice per la produzione del segnale a frequenza supersonica ed ampiezza costante durante la registrazione (commutatori in posizione 1). In quest'ultimo caso, B e C sono le testine di registrazione, mentre L 1 e C 1 costituiscono il circuito oscillante. In lettura, P va collegato all'uscita del preamplificatore.

quindi, l'idea correntemente sfruttata, di registrare su un normale nastro una «pista» in alto ed un'altra in basso, lungo tutto il nastro. Per il passaggio dall'una all'altra pista o si sposta la testina o, come avviene più frequentemente, si capovolge il nastro. Adottando due diverse testine sovrapposte funzionanti contemporaneamente con segnali provenienti da due distinti canali di audiofrequenza è possibile, con facilità, registrare riprese stereofoniche, vale a dire donanti al suono una «terza dimensione». Di ciò ci occuperemo a suo tempo. Infine, dobbiamo fare cenno anche alla tecnica delle 4 piste sempre su di un solo nastro. Queste passano due in un senso e due nel senso opposto di svolgimento, affiancate (occorre capovolgere una volta) oppure alternativamente, una in un senso, l'altra in senso opposto ecc. (occorre capovolgere due volte). Logicamente, con la tecnica delle quattro piste, a parità di quantitativo di nastro si perviene ad una durata di registrazione doppia che non nel caso delle due piste; per fare un esempio, diremo che, alla velocità di svolgimento di 9,5 cm/sec, sfruttando una pista alla volta, con 180 metri di nastro si hanno quattro ore e mezza di funzionamento.

L'AMPLIFICAZIONE

Sia durante la registrazione che durante la riproduzione è necessario che i deboli segnali provenienti, rispettivamente dal microfono o dalla testina, vengano amplificati fino a conseguire l'ampiezza necessaria per eccitare la testina del primo caso, o far agire l'altoparlante nel secondo.

Poichè lo stadio finale di potenza è necessario solamente per pilotare l'altoparlante (la testina magnetica, infatti, richiede una discreta tensione ma non una corrente elevata), la valvola amplificatrice finale viene normalmente impiegata come si è già detto, in fase di registrazione, come oscillatrice supersonica. La parte di preamplificazione viene invece usata sempre come tale, sia per la registrazione, che per la riproduzione. Spesso, è presente uno stadio preamplificatore da usare solamente per la registrazione da microfono. I segnali che provengono da un microfono sono, infatti, estremamente deboli se paragonati a quelli che si possono ottenere registrando da un radioricevitore o da un riproduttore fonografico. Occorre tener presente che, per registrare da un apparecchio radio, si può ricavare facilmente il segnale direttamente dal secondario del trasformatore d'uscita, vale a dire ai capi della bobina mobile dell'altoparlante.

VANTAGGI della REGISTRAZIONE MAGNETICA

Un primo grande vantaggio della registrazione magnetica, forse il più evidente, è la possibilità illimitata di cancellazione e di immediata reincisione del nastro (cosa impossibile da ottenersi, evidentemente, con i dischi).

Un secondo vantaggio, è costituito dal miglior grado di conservabilità della registrazione nei confronti di quella meccanica. Mentre questa risente degli effetti della polvere, della usura del solco, e dei danneggiamenti provocati da graffi o abrasioni, il nastro è virtualmente esente da tali inconvenienti. Inoltre, se rotto, può essere facilmente incollato. Nelle redazioni dei programmi radio si trae addirittura vantaggio da questa possibilità, per realizzare fonomontaggi e programmi con fonti di informazione diverse. La registrazione magnetica si conserva indefinitamente nel tempo, se si ha cura di conservare i nastri in scatole magneticamente schermate. Un terzo vantaggio del nastro consiste nella sua più ampia possibilità di contenuto quantitativo di programma. Ciò permette la registrazione ininterrotta di interi programmi non suddivisibili, (atti di opere liriche, conferenze, ecc.). La registrazione magnetica poi, può essere istantaneamente ascoltata e non richiede per l'incisione apparecchi costosi e delicati come quelli usati per i dischi. Ne risulta anche una dote di portatilità, molto utile in caso di conferenze, interviste, ecc. Radio, giornali e redazioni si avvalgono quotidianamente di questo ausilio che ha, in certo senso, superato la stessa stenografia. In certe condizioni, la registrazione magnetica di una comunicazione verbale o telefonica è considerata testimonianza giuridicamente valida. Gli stessi dischi fonografici, sono incisi mediante suoni precedentemente registrati su nastro magnetico: il rapido controllo della registrazione consente una eventuale ripetizione del brano non soddisfacente, senza per questo dover attendere numerose ore per la stampa della prima copia del disco.

DOMANDE sulle LEZIONI 88ª e 89ª

N. 1 —
Quanti e quali sono i metodi per effettuare la registrazione del suono?

N. 2 —
A cosa serve il disco stroboscopico?

N. 3 —
Quali sono i fenomeni fisici che hanno reso possibile lo stroboscopio?

N. 4 —
In quanti sensi può avere luogo la registrazione meccanica su disco? Quale viene usata attualmente?

N. 5 —
Quale è la condizione indispensabile affinchè un disco stroboscopico possa servire per il controllo della velocità di rotazione?

N. 6 —
In quanti modi può avere luogo la registrazione su disco?

N. 7 —
Specificare le funzioni della testina di registrazione e quella del fonorivelatore o « pick - up ».

N. 8 —
Quante e quali categorie di « pick-up » esistono?

N. 9 —
Per quale motivo il braccio del fonorivelatore deve essere leggermente curvo verso il centro del disco?

N. 10 —
Quale è la differenza tra i corpi ferromagnetici dolci ed i corpi ferromagnetici duri?

N. 11 —
Cosa si intende — nella registrazione magnetica — per polarizzazione?

N. 12 —
Come avviene la registrazione magnetica?

N. 13 —
Sussiste qualche differenza tra una testina per registrazione magnetica, ed una testina per riproduzione?

N. 14 —
In quale modo è possibile cancellare una registrazione magnetica?

N. 15 —
In un registratore a nastro, quali sono i fattori che determinano la qualità della registrazione?

N. 16 —
Per quale motivo, aumentando la velocità del nastro, aumenta la fedeltà sulle frequenze elevate?

N. 17 —
Come si rimedia alla non linearità della curva di risposta di una testina per registrazione magnetica?

N. 18 —
Quale è il valore normalmente adottato per la frequenza di pre-magnetizzazione e per quella di cancellazione?

N. 19 —
Quale è il compito dell'indicatore di livello?

RISPOSTE alle DOMANDE di Pag. 689

N. 1 — Al circuito normale con catodo a massa, in quanto l'emettitore fa appunto le veci del catodo.

N. 2 — Ad un transistore del tipo *n-p-n*. Infatti, a causa delle correnti che passano durante la fabbricazione, nella base di tipo *p* si formano, in corrispondenza delle due punte di contatto, 2 zone di tipo *n*.

N. 3 — Perchè nel transistore a punta di contatto il fattore « *alfa* » è maggiore dell'unità.

N. 4 — In un transistore alla cui base fanno capo due terminali: uno compie la stessa funzione del terminale di base di un trasistore triodo, l'altro serve per applicare una tensione limitante la zona percorsa dalla corrente, riducendo così capacità e tempo di transito.

N. 5 — Perchè, diversamente da quanto avviene nella valvola, le variazioni di corrente nel circuito del collettore sono provocate da variazioni della corrente di base.

N. 6 — Perchè i valori delle impedenze e delle resistenze presenti nel circuito sono notevolmente inferiori che non nei circuiti a valvola. In tal modo le costanti di tempo rimangono del valore necessario.

N. 7 — Per migliorare il responso alla frequenza, e per aumentare la stabilità, (insensibilità alla temperatura).

N. 8 — I casi in cui è necessario un adattamento di impedenza tra uno stadio ed un altro.

N. 9 — Perchè la massa metallica della pinzetta assorbe la maggior parte del calore del saldatore, evitando che raggiunga l'interno del transistore danneggiandolo.

N. 10 — Perchè alcuni inconvenienti, come oscillazioni parassite, rumore di fondo, instabilità, ecc., si manifestano solo quando la temperatura è elevata.

N. 11 — Nel circuito con emettitore a massa si ha la massima amplificazione, una impedenza di ingresso bassa con una impedenza di uscita relativamente alta, e lo sfasamento di 180° del segnale. Nel circuito con base a massa l'amplificazione *di corrente* è leggermente inferiore all'unità, l'impedenza di ingresso è molto bassa, e quella di uscita è molto alta; inoltre non si ha sfasamento del segnale. Nel circuito con collettore a massa, non si ha amplificazione, l'impedenza di entrata è alta e bassa quella di uscita, e non si ha sfasamento.

N. 12 — In discesa. Ciò è riferito naturalmente al circuito con emettitore a massa, in quanto in tal caso, l'impedenza di uscita dello stadio precedente è elevata, ed è ridotta quella di ingresso dello stadio successivo.

N. 13 — Perchè, in tal caso, qualsiasi variazione della resistenza interna, dovuta a variazione di temperatura, diventa trascurabile in confronto all'intera resistenza del circuito dell'emettitore.

N. 14 — Perchè, a causa della bassa impedenza di ingresso del transistore che segue il trasformatore, non è possibile collegare tra base e massa un circuito accordato la cui impedenza è teoricamente infinita per la frequenza di risonanza.

N. 15 — Uno o due, a seconda che l'oscillatore sfrutti la reazione tra emettitore e base del primo transistore, oppure sia realizzato con un transistore separato. Nel secondo caso si ha una maggiore stabilità.

TABELLA 80 — CARATTERISTICHE di FUNZIONAMENTO dei PRINCIPALI TRANSISTORI « n-p-n »

Questa tabella fa seguito a quella pubblicata nella lezione 87ª ed è relativa ai principali transistori *p-n-p*. Quanto detto in riferimento alla tabella precedente vale anche per la presente. A completamento delle note va aggiunto quanto riportato a pagina 718, ed i disegni relativi alle connessioni.

TIPO Nº		FABBRICANTE	IMPIEGO	TENSIONE COLLETTORE	CORRENTE COLLETTORE	TEMPERATURA alla GIUNZIONE	Con TEMPERATURA AMBIENTE di 25°				Per I_e = 1mA			FREQUENZA di TAGLIO		FIGURA
p-n-p	TIPO			V_{ce}	I_{co}	T_{jmax}	Pc_{max}	V_{cep}	I_{cp}	I_{co}	α_{FE}	α_{FE}	α_{FE}	f_{α}	$f_{\alpha FE}$	
				V	mA	°C	mW	V	mA	µA	min.	max.	med.	MHz	kHz	
OC13	AJ	PL	1	5	1	65	65	10	10	-		-	-	-	10	A
OC14	AJ	PL	8-9	6	50	65	130	12	125	-		-	-	0,35	8	A
OC16	AJ	PL	7-8-9	16	1,5	75	24	32	3	-		-	35	0,2	3	A
OC18	AJ	MD	8-9	12	1,5	75	50	24	3	4	50	-	-	-	5	-
OC19	AJ	JP	7-8-9	16	1,5	75	24	32	3	-	-	-	35	-	3	I
OC22	AJ	MD	8-9	16	0,5	90	-	-	-	4	50	-	-	-	-	I
OC23	AJ	MD	7-8-9	16	0,5	90	-		-	4	50	-	-	-	-	I
OC24	AJ	MD	2-7	16	0,5	90	-	-	-	4	50	-	-	1	-	I
OC27	AJ	MD	7-8-9	16	0,5	90	12,5	32	3,5	4	50	-	-	-	4,5	I
OC28	AJ	MD	7	-	-	90	12,5	60	6	4	50	-	-	-	-	I
OC29	AJ	MD	7	-	-	90	12,5	60	6	4	50	-	-	-	-	I
OC30	AJ	PL	7-8-9	16	0,5	75	10	32	1	-	-	-	-	-	5	I
OC32	AJ	IT	6	5	1	65	100	25	50	< 325		12	-	0,6	60	A
OC33	AJ	IT	6	5	1	65	100	25	50	< 325		24	-	0,8	40	A
OC34	AJ	IT	6	5	1	65	100	15	50	< 325	32	-	-	1,1	30	A
OC37	AJ	IT	1-7	6	1	65	130	30	125	< 325	-	-	45	-	> 12	A
OC38	AJ	IT	8-9	3	20	75	130	30	125	< 325	-	-	45	-	> 12	A
OC44	AJ	PL	3	10	5	75	80	15	10	2	45	225	100	15	-	A
OC45	AJ	PL	2	10	5	75	80	15	10	2	25	125	50	6		A
OC47	AJ	PL	7	10	5	75	80	15	10	2	45	225	100	15	-	A
OC57	AJ	PL	10	0,5	0,25	55	10	3	5	< 100	20	35	-	-	10	B
OC58	AJ	PL	1	0,5	0,25	55	10	3	5	< 100	30	55	-	-	10	B
OC59	AJ	PL	1	0,5	0,25	55	10	3	5	< 100	50	80	-	-	10	B
OC60	AJ	PL	8	2	0,5	55	10	3	5	< 120	-	-	60	-	10	B
OC65	AJ	PL	1	2	0,5	75	80	15	10	-	25	125	40	-	15	C
OC66	AJ	PL	1	2	3	75	80	5	5	< 80	-	-	47	-	10	C
OC70	AJ	PL	10	5	1	75	125	10	10	110	20	-	40	-	10	A
OC71	AJ	PL	1	6	1	75	125	12	10	150	30	75	47	-	10	A
OC72	AJ	PL	7-8-9	16	25	75	165	32	250	125	45	120	-	0,35	8	A
OC73	AJ	PL	6-7	10	1	75	125	30	10	125	-	-	40	0,5	-	A
OC75	AJ	PL	6-7	2	3	75	125	30	10	< 550	65	130	90	-	8	A
OC76	AJ	PL	7	16	25	75	165	32	250	125	30	90	-	0,35	10	A
OC77	AJ	PL	7	16	25	75	165	60	250	100	25	-	-	0,3	10	A
OC110	AJ	IT	1	10	1	-	50	20	10	100	10	20	-	0,3	15	D
OC120	AJ	IT	1	10	1	-	50	20	10	100	20	33	-	0,3	15	D
OC130	AJ	IT	1	10	1	-	50	20	10	100	33	-	-	0,3	15	D
OC160	DR	MD	3-4	-	-	75	60	-	10	100	13	-	-	22	-	-
OC170	DJ	PL	5	6	1	75	100	20	10	< 200	-	-	80	40	-	E

TIPO N°		FABBRICANTE	IMPIEGO	TENSIONE COLLETTORE	CORRENTE COLLETTORE	TEMPERATURA alla GIUNZIONE	Con TEMPERATURA AMBIENTE di 25°				Per $I_e = 1mA$			FREQUENZA di TAGLIO		FIGURA
p-n-p	TIPO			V_{ce}	I_{co}	T_{jmax}	Pc_{max}	V_{cep}	I_{cp}	I_{co}	α_{FE}	α_{FE}	α_{FE}	f_{α}	$f_{\alpha FE}$	
				V	mA	°C	mW	V	mA	µA	min.	max.	med.	MHz	kHz	
OC200	ST	MD	7	5	1	150	250	20	125	< 0,5	[illegible]	60	-	1,8	-	A
OC201	ST	MD	7	5	1	150	250	20	125	< 0,5	20	80	-	6	> 300	A
OC202	ST	MD	7	5	1	150	250	20	125	< 0,5	20	80	-	6	> 300	A
OC204	ST	MD	7	5	1	150	415	20	125	< 0,5	45	120	-	0,35	8	A
OC302	AJ	IT	1	5	1	75	110	15	50	< 250	9	16	-	0,6	-	C
OC303	AJ	IT	1	5	1	75	110	15	50	< 250	16	32	-	0,75	-	C
OC304	AJ	IT	1	5	1	75	110	15	50	< 250	32	120	-	0,9	-	C
OC307	AJ	IT	1	12	–	75	100	30	250	< 250	-	-	30	-	-	F
OC308	AJ	IT	1	12	–	75	100	18	250	< 250	-	-	40	-	12	F
OC309	AJ	IT	1	24	–	75	100	60	250	< 250	25	-	-	-	-	F
OC320	AJ	IT	1	5	–	75	75	15	35	< 325	9	16	-	0,6	-	B
OC330	AJ	IT	1	5	–	75	75	15	15	< 325	16	32	-	0,8	-	B
OC340	AJ	IT	1	5	–	75	75	15	15	< 325	32	120	-	1,1	-	B
OC350	AJ	IT	1	3	–	75	75	10	8	< 325	120	-	-	2	-	B
OC360	AJ	IT	1	5	1	75	75	15	15	< 325	20	-	-	0,8	-	B
OC390	AJ	IT	2-6	5	1	75	75	5	40	< 150	20	-	40	3	-	B
OC400	AJ	IT	2-3	5	1	75	75	5	40	< 150	20	-	75	5	-	B
OC410	AJ	IT	2-6	5	1	75	75	5	40	< 150	20	-	110	10	-	B
OC430	ST	IT	1-2	5	1	150	330	10	50	< 2	10	20	-	1,8	-	B
OC440	ST	IT	1-2	5	1	150	330	30	50	< 2	10	20	-	1,8	-	B
OC450	ST	IT	1-9	5	1	150	330	75	50	< 2	10	-	20	1,8	-	B
OC460	ST	IT	1-2	5	1	150	330	10	50	< 2	20	-	30	6	-	B
OC470	ST	IT	1-2	5	1	150	330	30	50	< 2	20	-	30	6	> 300	B
OC601	AJ	IT	1	4,5	1	75	50	50	20	< 10	-	-	14	0,45	23	A
OC602	AJ	IT-TF	1	1	2	75	50	20	50	125	24	-	35	0,5	14	A
OC602S	AJ	IT	7-8-9	6	2	75	100	27	100	125	–	-	24	0,8	25	A
OC602S	AJ	TF	7-9	6	2	75	100	27	100	125	-	–	35	0,7	15	A
OC603	AJ	IT-TF	10	1	2	75	85	20	20	225	20	150	30	0,6	12	A
OC604	AJ	IT-TF	1	1	2	75	85	30	50	350	50	150	65	0,7	11	A
OC604S	AJ	IT	8-9	6	2	75	175	27	250	350	–	–	50	–	–	A
OC604S	AJ	TF	7-8-9	27	–	75	170	75	250	350	–	–	50	–	–	A
OC612	AJ	TF	2	6	0,5	75	50	15	40	80	–	–	20	> 3	>150	A
OC613	AJ	TF	2	6	0,5	75	50	15	20	100	–	–	–	3,5	–	A
OC615	DJ	TF	4-5	–	–	75	–	–	–	100	–	–	–	30	–	A
OC622	AJ	TF	1	1	2	75	50	15	20	200	20	50	35	0,5	14	C
OC623	AJ	TF	1	1	2	75	50	15	20	300	20	150	50	0,6	12	C
OC624	AJ	TF	1	1	2	75	50	15	20	–	50	150	65	0,7	11	C
OC6014	DR	TF	4-5	6	1,8	75	–	–	–	–	–	–	–	30	–	E
OC6015	DR	TF	4-5	6	0,5	75	–	–	–	–	–	–	–	100	–	E
GSN1	AJ	–	8-9	–	–	–	250	50	10	–	–	–	–	–	–	G
GSN2	AJ	–	8-9	–	–	–	250	50	10	–	–	–	–	–	–	G
TF65	AJ	SM	1	1	2	50	10	10	10	< 300	20	100	50	0,3	10	A
TF65/30	AJ	SM	1-7	1	2	75	10	30	10	< 300	20	100	50	0,3	10	A
TF75	AJ	SM	7-8-9	6,5	125	75	250	13	250	–	–	–	30	1	30	A

TIPO Nº		FABBRICANTE	IMPIEGO	TENSIONE COLLETTORE	CORRENTE COLLETTORE	TEMPERATURA alla GIUNZIONE	Con TEMPERATURA AMBIENTE di 25°				Per $I_e = 1mA$			FREQUENZA di TAGLIO		FIGURA
p-n-p	TIPO			V_{ce}	I_{co}	T_{jmax}	Pc_{max}	V_{cep}	I_{cp}	I_{co}	α_{FE}	α_{FE}	α_{FE}	f_{α}	$f_{\alpha FE}$	
				V	mA	°C	mW	V	mA	µA	min.	max.	med.	MHz	kHz	
TF77	AJ	SM	1	–	–	75	–	16	600	–	–	–	–	–	–	-
TF78	AJ	SM	1	–	–	75	–	16	600	–	–	–	–	–	–	-
2N34	AJ	SV	6	6	–	75	50	25	100	150	40	–	–	3	–	A
2N43	AJ	GE	1-6	5	–	100	155	20	300	225	–	–	50	1	–	A
2N43A	AJ	GE	1-6	5	–	100	155	20	300	225	–	–	50	1	–	A
2N44	AJ	GE	1-6	5	–	100	155	20	300	225	–	–	50	1	–	A
2N45	AJ	GE	1-6	5	–	100	155	20	300	225	–	–	22	1	–	A
2N63	AJ	RT	1	6	1	85	100	22	10	500	–	–	22	–	–	-
2N64	AJ	RT	1	6	1	85	100	15	10	500	–	–	45	–	–	-
2N65	AJ	RT	1	6	11	85	100	12	10	100	–	–	90	–	–	-
2N77	AJ	RC	1	4	1	50	35	25	15	225	–	–	55	0,7	–	F
2N104	AJ	RC	1	6	1	70	35	30	50	10	–	–	44	0,7	13	D
2N105	AJ	RC	1	4	1	50	35	25	15	5	–	–	55	0,75	–	B
2N107	AJ	GE	1-6	5	1	60	50	6	10	225	–	–	20	0,6	–	A
2N109	AJ	RC	1-9	1	50	70	50	12	70	10	–	–	70	–	–	D
2N123	AJ	GE	2-7	5	2	85	100	15	125	80	–	–	50	8	–	D
2N139	AJ	RC	2	9	0,5	70	35	12	15	6	–	–	45	4,5	–	D
2N140	AJ	RC	3	9	0,6	70	35	12	15	6	–	–	48	7	–	D
2N175	AJ	RC	10	4	0,5	50	20	10	2	12	–	–	65	0,85	–	D
2N206	AJ	RC	1	5	1	71	75	12	50	10	–	–	49	0,78	–	F
2N215	AJ	RC	1	6	1	70	35	30	50	10	–	–	44	0,7	–	F
2N217	AJ	RC	1-9	1	50	70	50	12	70	10	–	–	70	–	–	F
2N411	AJ	RC	2-3	9	0,6	71	80	12	15	6	–	–	75	10	–	D
2N412	AJ	RC	2-3	9	0,6	71	80	12	15	6	–	–	75	10	–	F
2N413	AJ	RT	2	6	1	85	150	15	200	–	–	–	25	3	–	-
2N413A	AJ	RT	2	6	1	85	150	15	200	–	–	–	25	3	–	-
2N414	AJ	RT	2	6	1	85	150	15	200	–	–	–	30	5	–	-
2N414A	AJ	RT	2	6	1	85	150	15	200	–	–	–	30	5	–	-
2N415	AJ	RT	2-3	6	1	85	150	10	200	–	–	–	45	10	–	-
2N415A	AJ	RT	2-3	6	1	85	150	10	200	–	–	–	45	10	–	-
2N416	AJ	RT	2-3	6	1	85	150	10	200	–	–	–	45	10	–	-
2N417	AJ	RT	2-3	6	1	85	150	10	200	–	–	–	75	20	–	-
2N422	AJ	RT	8-9	6	20	85	180	20	500	–	–	–	50	–	–	-
2N425	AJ	RT	7	0,25	400	85	150	20	400	–	–	–	30	4	–	-
2N426	AJ	RT	7	0,25	400	85	150	18	400	–	–	–	40	6	–	-
2N427	AJ	RT	7	0,25	400	85	150	15	400	–	–	–	55	11	–	-
2N428	AJ	RC	7	0,25	400	85	150	15	400	–	–	–	80	17	–	-
2N544	DR	RC	3	12	1	71	80	18	10	12	–	–	60	30	–	E
2N578	AJ	RC	7	0,3	400	71	120	12	400	3	–	–	15	5	–	F
2N579	AJ	RC	7	0,3	400	71	120	12	400	3	–	–	30	8	–	F
2N580	AJ	RC	7	0,3	400	71	120	12	400	3	–	–	45	15	–	F
2N581	AJ	RC	7	0,3	20	71	80	10	100	1,5	–	–	30	8	–	F
2N582	AJ	RC	7	0,2	20	71	120	12	100	3,5	–	–	60	18	–	F

TIPO Nº		FABBRICANTE	IMPIEGO	TENSIONE COLLETTORE	CORRENTE COLLETTORE	TEMPERATURA alla GIUNZIONE	Con TEMPERATURA AMBIENTE di 25°				Per $I_e = 1mA$			FREQUENZA di TAGLIO		FIGURA
p-n-p	TIPO			V_{ce}	I_{co}	T_{jmax}	Pc_{max}	V_{cep}	I_{cp}	I_{co}	α_{FE}	α_{FE}	α_{FE}	f_{α}	$f_{\alpha FE}$	
				V	mA	°C	mW	V	mA	μA	min.	max.	med.	MHz	kHz	
2N583	AJ	RC	7	0,3	20	71	80	10	100	1,5	–	–	30	8	–	F
2N584	AJ	RC	7	0,2	20	71	120	12	100	3,5	–	–	60	18	–	F
2N586	AJ	RC	7	0,5	250	85	250	12	250	8	–	–	55	–	–	F
2N591	AJ	RC	1-8	12	2	71	100	32	20	7	–	–	70	0,7	–	F
2N218	AJ	RC	2	9	0,5	70	35	12	15	6	–	–	45	4,5	–	F
2N219	AJ	RC	3	9	0,6	70	35	12	15	6	–	–	48	7	–	F
2N220	AJ	RC	10	4	0,5	50	20	10	2	12	–	–	65	0,85	–	F
2N247	DR	GE	5	9	0,5	71	35	35	10	–	–	–	60	30	–	E
2N265	AJ	RC	1-6	5	0,5	85	75	25	50	12	–	–	110	–	–	A
2N269	AJ	RC	7	–	–	71	120	25	100	–	–	–	–	4	–	F
2N270	AJ	RC	8-9	12	–	71	250	25	150	10	–	–	70	–	–	F
2N274	DR	GE	4-5	9	1	71	35	35	10	16	–	–	60	30	–	H
2N319	AJ	GE	6-8-9	5	–	100	200	20	200	12	–	–	33	2,5	–	-
2N320	AJ	GE	6-8-9	5	–	100	200	20	200	12	–	–	48	2,9	–	-
2N321	AJ	GE	6-8-9	5	–	100	200	20	200	12	–	–	80	3,3	–	-
2N322	AJ	GE	6-9	5	–	85	75	16	50	12	–	–	48	2,9	–	-
2N323	AJ	GE	6-9	5	–	85	75	16	50	12	–	–	80	3,3	–	-
2N324	AJ	RT	6-9	5	–	85	75	16	50	12	–	–	95	3,4	–	-
2N359	AJ	RT	8-9	6	20	85	180	20	500	–	–	–	125	–	–	-
2N360	AJ	RT	8-9	6	20	85	180	20	500	–	–	–	100	–	–	-
2N361	AJ	RT	8-9	6	20	85	180	30	500	–	–	–	70	–	–	-
2N362	AJ	RT	8-9	6	20	85	180	20	500	–	–	–	120	–	–	-
2N363	AJ	RC	8-9	6	20	85	180	35	500	–	–	–	50	–	–	-
2N370	DR	RC	2-5	12	1	71	80	20	10	–	–	–	60	30	–	E
2N371	DR	RC	2	12	1	71	80	20	10	–	–	–	60	30	–	E
2N372	DR	RC	3	12	1	71	80	20	10	–	–	–	60	30	–	E
2N373	DR	RC	2	12	1	71	80	12	10	12	–	–	60	30	–	E
2N374	DR	TS	3	12	1	71	80	12	10	12	–	–	60	30	–	E
2N381	AJ	TS	8-9	12	10	85	200	25	200	12	–	–	50	1,2	–	-
2N382	AJ	TS	8-9	12	10	85	200	25	200	12	–	–	75	1,5	–	-
2N383	AJ	RC	8-9	12	10	85	200	25	200	12	–	–	100	1,8	–	-
2N384	DR	GE	4-5	12	–	71	120	30	10	12	–	–	–	100	–	H
2N394	AJ	GE	2-5-7	5	–	85	150	10	200	5	–	–	20	4	–	-
2N395	AJ	GE	2-5-7	5	–	85	150	15	200	5	–	–	25	5	–	-
2N396	AJ	GE	2-5-7	5	–	85	150	20	200	5	–	–	30	5	–	-
2N397	AJ	RC	2-5-7	5	–	85	150	10	250	5	–	–	30	8	–	-
2N398	AJ	RC	7	5	–	71	50	10	100	12	–	–	–	30	–	F
2N404	AJ	RC	7	6	1	71	150	12	70	10	–	–	35	–	–	F
2N405	AJ	RC	1	6	1	71	150	12	70	10	–	–	35	4	–	D
2N406	AJ	RC	1	6	1	71	150	12	70	10	–	–	35	–	–	F
2N407	AJ	RC	8-9	1	50	71	150	20	70	10	–	–	65	–	–	D
2N408	AJ	RC	8-9	1	50	71	150	20	70	10	–	–	65	–	–	F
2N409	AJ	RC	2	9	1	71	80	12	15	6	–	–	48	6,7	–	D
2N410	AJ		2	9	1	71	80	12	15	6	–	–	48	6,7	–	F

TIPO N°		FABBRICANTE	IMPIEGO	TENSIONE COLLETTORE	CORRENTE COLLETTORE	TEMPERATURA alla GIUNZIONE	Con TEMPERATURA AMBIENTE di 25°				Per I_e = 1mA			FREQUENZA di TAGLIO		FIGURA
p-n-p	TIPO			V_{ce}	I_{co}	T_{imax}	Pc_{max}	V_{cep}	I_{cp}	I_{co}	α FE	α FE	α FE	f_{α}	$f_{\alpha FE}$	
				V	mA	°C	mW	V	mA	μA	min.	max.	med.	MHz	kHz	
OD603	AJ	TF	8-9	6	0,06	75	4	30	3	<0,03	-	-	30	-	-	I
OD604	AJ	TF	8-9	27	0,5	75	2,2	27	2	-	-	-	-	0,4	-	L
TF80	AJ	SM	7-8-9	6	0,3	-	2,5	16	2,5	0,4	-	-	45	-	-	-
TF85	AJ	SM	7-8-9	12	-	-	2,5	32	2,5	0,4	-	-	45	-	-	-
2N68	AJ	SV	8-9	12	-	75	2	15	1,5	0,1	-	-	40	0,4	-	I
2N101	AJ	SV	8-9	12	-	75	1	15	1,5	0,1	-	-	40	0,4	-	I
2N176	AJ	RC	8-9	-	-	90	10	-	-	3	45	-	63	-	-	I
2N235A	AJ	SV	8-9	14	-	90	5	20	3	0,2	-	-	60	-	7	-
2N242	AJ	SV	8-9	14	-	100	25	45	2	0,2	-	-	-	-	5	-
2N250	AJ	SV	8-9	14	-	80	12	30	2	0,2	-	-	60	-	6	-
2N257	AJ	SV	8-9	14	-	85	25	-	-	0,2	-	-	-	-	7	-
2N257	AJ	IT	7-8-9	12,6	0,4	75	-	25	3	2	-	-	60	-	20	I
2N268	AJ	IT	7-8-9	-	-	50	-	50	4	2	-	-	60	-	20	I
2N301	AJ	RC	8-9	14,4	0,7	85	12	20	2	0,22	-	-	70	-	-	I
2N301A	AJ	RC	8-9	14,4	0,7	85	12	30	2	0,22	-	-	70	-	-	I
2N307	AJ	TS	8-9	1,5	-	75	7,5	35	1	0,5	-	-	50	-	3	-
2N325	AJ	SV	8-9	12	-	85	12	35	2	0,2	-	-	40	0,15	-	-
2N351	AJ	RC	8-9	14,4	0,7	90	10	30	3	2	45	65	-	-	-	I
2N376	AJ	RC	8-9	14,4	1,4	90	10	30	3	2	60	78	-	-	-	I
2N378	AJ	TS	7-8-9	14	-	85	15	40	3	0,15	-	-	35	-	7	-
2N379	AJ	TS	7-8-9	28	-	85	15	80	3	0,15	-	-	30	-	7	-
2N380	AJ	TS	7-8-9	28	-	85	15	60	3	0,15	-	-	60	-	7	-

Nella 2ª colonna, oltre alle sigle già definite, si ha:

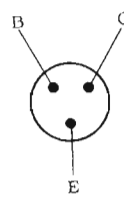
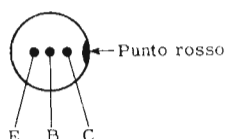
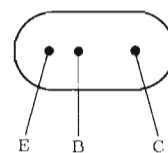
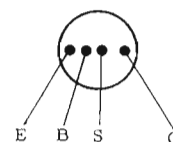
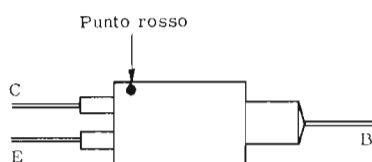
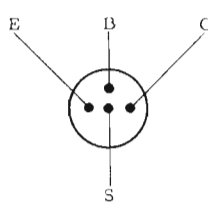
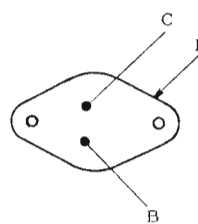
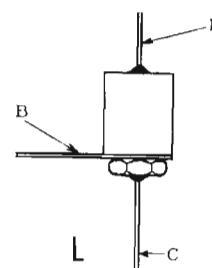
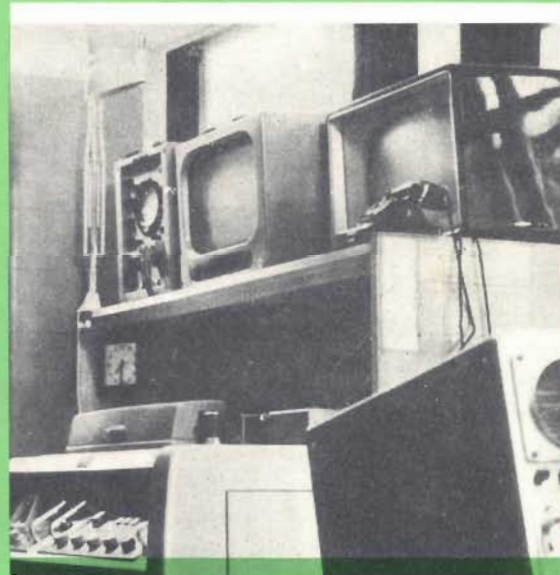
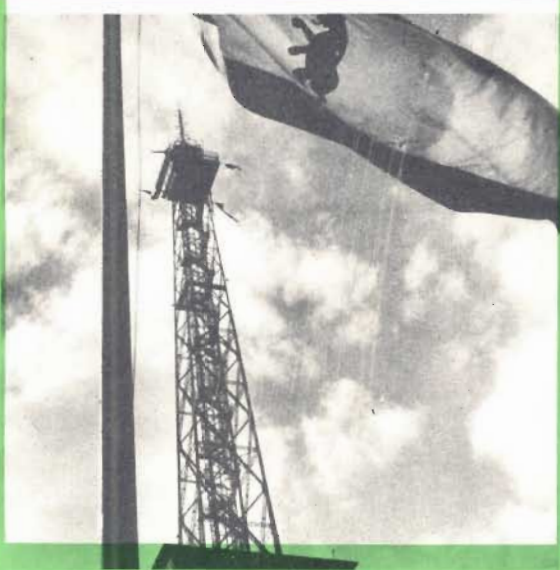
DR = Transistore « drift » per frequenze elevate
ST = Transistore al silicio

Nella 3ª colonna, oltre alle sigle già definite, si ha:

IT = Intermetall
JP = Tipi giapponesi
MD = Mullard
MY = Mallory
PL = Philips
RT = Raytheon
TF = Telefunken
TS = Tung-Sol

Per la quarta colonna si aggiunga:

10 = Preamplificatore con basso rumore.

Le lettere riferite alle connessioni sono indipendenti nelle due tabelle: in altre parole, mentre le sigle delle varie colonne risultano integrate con le aggiunte sopra elencate, le lettere riportate per le connessioni sono riferite, per ciascuna tabella, ai disegni ad esse allegati.

1934
Alla mostra della Radio, a Berlino, la **BASF** presenta i primi Nastri Magnetici del mondo per i primi magnetofoni AEG.

1950
Appaiono i primi registratori per dilettanti. I Nastri Magnetici **BASF** sono i più diffusi per le eccezionali prestazioni.

1957
Sorge un nuovo campo di impiego per i Nastri Magnetici: la sonorizzazione di diapositive e films a passo ridotto. La **BASF** presenta un Nastro Magnetico speciale adatto per tali impieghi.

1960
Il Nastro Magnetico **BASF** è un indispensabile strumento di lavoro: per registrazioni televisive, per il controllo del traffico aereo, per la programmazione dei lavori di macchine automatiche, per calcolatrici elettroniche.

Nastro Magnetico

BADISCHE ANILIN- & SODA-FABRIK AG · LUDWIGSHAFEN AM RHEIN

SASEA - VIA MATTEO BANDELLO, 6 - **MILANO** - TELEF. 483.341/4

corso di

RADIOTECNICA

pubblicazione settimanale - 1 - 6 maggio 1961 - un fascicolo lire 150 31° numero

corso di

RADIOTECNICA

settimanale a carattere culturale

Direzione, Amministrazione, Pubblicità:
Via dei Pellegrini 8/4 - Telef. 593.478

MILANO

Ogni fascicolo — contenente 3 lezioni — costa lire 150, acquistato alle edicole.

Se l'edicola risulta sprovvista, o si teme di rimanere privi di qualche numero, si chieda invio settimanale direttamente al proprio domicilio a mezzo abbonamento.

Il versamento per ricevere i 52 fascicoli costituenti l'intero Corso è di lire 6500 + I.G.E. = lire 6630. A mezzo vaglia postale, assegno bancario, o versamento sul conto corr. postale 3/41.203 del « Corso di RADIOTECNICA » - Via dei Pellegrini 8-4 - Milano.

In ogni caso, scrivere in modo molto chiaro e completo il proprio indirizzo.

L'abbonamento può essere effettuato in qualsiasi momento; si intende comprensivo delle lezioni pubblicate e dà diritto a ricevere tali lezioni, che saranno inviate con unica spedizione.

Estero: abbonamento al Corso, Lit. 8.500. ($ 15). Numeri singoli Lit. 300 ($ 0,50).

Per i cambi di indirizzo durante lo svolgimento del Corso, unire lire 100, citando sempre il vecchio indirizzo.

Fascicoli singoli arretrati — se disponibili — possono essere ordinati a lire 300 cadauno.

Non si spedisce contrassegno.

Distribuzione alle edicole di tutta Italia: Diffus. Milanese . Via Soperga, 57 - Milano.

Direttore responsabile: Giulio Borgogno.

Autorizzaz. N. 5357 - Tribunale di Milano.

Stampa: Intergrafica S.r.l. - Cologno Monzese.

La Direzione non rivende materiale radio; essa può comunicare, se richiesta, indirizzi di Fabbricanti, Importatori, Grossisti ecc. in grado di fornire il necessario ed ai quali il lettore può rivolgersi direttamente.

Alla corrispondenza con richiesta di informazioni ecc. si prega allegare sempre il **francobollo per la risposta.**

Parte del testo e delle illustrazioni è dovuta alla collaborazione del Bureau of Naval Personnel, nonchè al Dept. of the Army and the Air Force - U.S.A.

A chi può essere utile questo Corso? Anzitutto — stante la sua impostazione — il Corso, basato sull'esposizione in forma a tutti accessibile, della radiotecnica, dai suoi elementi basilari alla evoluzione più recente, rappresenta la forma ideale per tutti coloro che intendono dedicarsi all'elettronica, sia come forma ricreativa sia — soprattutto — per l'acquisizione di una professione specializzata che possa procurare loro una posizione di privilegio in seno alla società odierna.

Anno per anno, la nostra civiltà si indirizza sempre più verso questa meravigliosa, si potrebbe dire fascinosa, elettronica, che nel modo più evidente consente sviluppi impensati, progressi grandiosi e una rapida evoluzione di tutti gli altri rami dello scibile che essa tocca e influenza.

L'industria, tutta l'industria, nel senso più ampio, da quella elettrotecnica a quella meccanica, alla metallurgica, alla chimica ecc., con i suoi laboratori di ricerca e le sue fabbriche richiede, e richiederà sempre più, con un ritmo rapidamente crescente, tecnici specializzati con conoscenza dell'elettronica, tecnici specificatamente elettronici e persino operai e impiegati di ogni ordine e categoria con cognizioni di elettronica.

Si può dire che anche le branche commerciali, quelle dei trasporti e persino quelle amministrative con le recenti introduzioni delle calcolatrici, abbisognano di personale che conosca i principi dell'elettronica, le macchine relative, il loro pieno sfruttamento, la eventuale riparazione ecc. e, quanto più in modo completo, quanto meglio.

Nasce, da una tale situazione, una logica conseguenza: per la scelta di una professione o di un mestiere, per un miglioramento della propria posizione sociale, per l'intrapresa di una libera attività o anche per la sola acquisizione di cognizioni che indubbiamente verranno oltremodo utili, è quanto mai opportuno riflettere se non sia conveniente dedicare un po' di tempo allo studio di questa scienza che ha tra l'altro il pregio di rendersi immediatamente attraente, concreta, accessibile e foriera di moltissime soddisfazioni.

A questo scopo appunto, e con questi intenti, è stato redatto questo Corso.

Non mancano invero altri corsi (specie per corrispondenza) o scuole di radiotecnica, nè mancano (sebbene siano in numero del tutto inadeguato) scuole statali o pareggiate ma la struttura e l'impostazione che caratterizzano queste 156 lezioni sono alquanto particolari, presentando non pochi vantaggi sulle diverse altre forme di cui si è detto.

Anzitutto vogliamo porre in evidenza **il fattore economico.**

Frequentare regolarmente, durante tutto l'anno, una scuola è certo il modo più logico — anche se non il più rapido — per apprendere ma, tralasciando il fatto che rarissimi sono gli Istituti di radiotecnica, è a tutti possibile dedicarsi esclusivamente, e per l'intero anno, allo studio? Noi riteniamo che chi può farlo costituisca oggi assai più l'eccezione che la regola. Ciò significa infatti poter disporre liberamente del proprio tempo senza avere la necessità di un contemporaneo guadagno: il nostro Corso permette a chiunque di studiare a casa propria, nelle ore libere dal lavoro, senza abbandonare o trascurare quest'ultimo. Ciò caratterizza invero anche altri corsi, ma il vantaggio economico diviene notevole ed evidentissimo se si considera che di fronte all'esborso, anche se rateale, di quasi 80.000 lire che i corsi per corrispondenza richiedono, seguendo il nostro Corso la spesa in un anno risulta di poco più di 7500 lire (150 lire alla settimana presso un'edicola) o di 6630 lire totali, con recapito postale, settimanale, delle lezioni a domicilio.

E' superfluo dire che la Modulazione di Frequenza, i transistori, i circuiti stampati, la trasmissione, il telecomando ecc. sono argomenti integrali del Corso e non costituiscono motivo di corsi speciali, aggiunti o particolari.

Le lezioni di questo Corso — a differenza di molte altre — non sono stampate con sistemi di dispensa, a ciclostile, o con sistemi più o meno analoghi, derivanti cioè da un originale battuto a macchina da scrivere; esse sono stampate in uno stabilimento grafico, con chiari caratteri tipografici da cui deriva una assai più agevole lettura e — fattore certamente di non secondaria importanza — un contenuto molto più ampio, corrispondendo una pagina a stampa a tre o quattro pagine di quelle citate. Il lettore avrà, alla fine del Corso, un volume di ben 1248 pagine di grande formato!

Chiunque, indipendentemente dall'età, dalla professione e dalle scuole compiute **può seguire il Corso.** Alle esposizioni teoriche si abbinano numerose, attraenti, istruttive ed utili descrizioni che consentono la realizzazione di ricevitori, amplificatori, strumenti vari e persino di trasmittenti su onde corte.

A questo proposito è sintomatico il fatto che la Direzione non vuole assolutamente assumere la fisionomia di un fornitore o commerciante di materiale radio, rivendendo agli allievi le parti necessarie. Il materiale occorrente l'interessato può acquistarlo dove e come meglio crede e, assai spesso anzi, già ne dispone. Viene così evitato l'acquisto forzoso, caratteristico più o meno di tutti gli altri corsi.

Anche chi è già radiotecnico, anche chi ha seguito o segue altri corsi troverà il massimo tornaconto in questo completo ed aggiornato lavoro. Molte nozioni, è logico, saranno note, altre un po' meno e sarà utile rinfrescarle, e il tutto infine costituirà un manuale di consultazione, prezioso tanto per la teoria esposta quanto per i numerosi schemi, per le tabelle, per i grafici, gli elenchi, i dati, il vocabolario dei termini ecc.

Concludendo, si può affermare che questo **Corso di Radiotecnica** oltre che come insegnamento graduale si presenta come **enciclopedia e rivista assieme** ciò che permette di formare — con modestissima spesa — **il più completo, ricco, utile e pratico volume di radiotecnica di cui sia dato oggigiorno disporre.**

FORME D'ONDA non SINUSOIDALI

Le tensioni alternate di cui ci siamo occupati fino ad ora nel nostro studio, o per meglio dire nel nostro esame del loro comportamento rispetto ai circuiti, sono tutte di tipo sinusoidale. Ciò, sia per quanto riguarda le frequenze molto basse (ad esempio le tensioni di rete a 50 Hz), che per quanto riguarda le audio frequenze o Alte Frequenze. Abbiamo visto come si comportano le induttanze, le capacità, i circuiti amplificatori a valvola ed a transistori e — più in generale — qualunque tipo di circuito elettronico, sempre e solamente rispetto ai segnali di tale genere.

Occorre tuttavia notare che, mentre per quanto riguarda le tensioni di rete e le oscillazioni ad Alta Frequenza usate nella radiodiffusione, si tratta quasi sempre di segnali sinusoidali, nel caso delle audio frequenze, ossia di quei segnali elettrici che rappresentano fedelmente l'andamento delle onde sonore, solo raramente si ha a che fare con forme d'onda perfettamente sinusoidali.

Consideriamo, ad esempio, il segnale elettrico che proviene da un microfono, in relazione ai diversi tipi di suoni che possono agire su quest'ultimo:

1) i rumori sono rappresentati da un susseguirsi casuale di onde di diversa forma e frequenza, aventi comunque un andamento del tutto irregolare;

2) i suoni emessi dalla voce umana presentano una certa regolarità, ma risultano sempre costituiti da forme d'onda estremamente complesse;

3) le note provenienti da uno strumento musicale, determinano, invece, segnali che già si possono classificare tra le forme d'onda periodiche.

Per forma d'**onda periodica** si intende il susseguirsi di onde che, pur non essendo — in generale — sinusoidali, presentano, tuttavia, una certa regolarità nel senso che, ad intervalli di tempo costanti (e precisamente pari al periodo dell'onda in questione) assumono un andamento eguale a quello del ciclo precedente. In tal modo, si ha un susseguirsi regolare di cicli che, pur potendo essere nella loro forma anche molto complessi, risultano tutti eguali fra loro.

Se prendiamo in considerazione, ad esempio, il segnale proveniente dal suono di un violino — segnale rappresentato alla **figura 1** — vediamo che un intero ciclo dura dal punto *A* al punto *B*, dando luogo ad una forma d'onda che si differenzia in modo notevole da quella sinusoidale a noi nota. Questi cicli, tuttavia, si ripetono consecutivamente e sono tutti eguali tra loro; è proprio questa caratteristica che trasforma un suono generico in una nota musicale.

Tenendo conto di quanto abbiamo detto, si comprende che, per poter accertare la qualità di un amplificatore di Bassa Frequenza, non è sufficiente prendere in considerazione il suo comportamento rispetto a segnali di tipo sinusoidale, ma bisogna tenere conto che i suoni musicali possono avere elementi anche del tutto diversi, i quali non devono essere modificati, ossia « distorti », durante il processo di amplificazione.

Lo studio delle forme d'onda non sinusoidali, tuttavia, non è importante solo per quanto riguarda la riproduzione delle audio frequenze. Stanno infatti assumendo importanza sempre più rilevante, nella tecnica elettronica, le forme d'onda aventi un andamento di tipo geometrico, quali quelle rappresentate alla **figura 2**. In essa si può vedere in **A** un'onda quadra ed un'onda rettangolare, in **B** un'onda a « dente di sega » ed un'onda triangolare, in **C** un'onda trapezoidale ed un'onda esponenziale. Gli andamenti rappresentati nella figura sono quelli ideali; di solito, nella pratica, non è strettamente necessario, ed è anche assai difficile, ottenere forme d'onda che siano perfettamente eguali a quelle ideali.

Le forme d'onda geometriche di cui si è parlato, non provengono, come quelle accennate in precedenza, da suoni; esse vengono invece generate appositamente mediante opportuni circuiti elettronici, di cui ci occuperemo in un secondo tempo.

COMPOSIZIONE delle ONDE non SINUSOIDALI

Come già detto, tutti i concetti trattati nelle lezioni precedenti venivano riferiti a segnali di tipo sinusoidale. Poichè ogni tipo di forma d'onda si comporta in modo diverso al suo passaggio attraverso un circuito elettronico, si potrebbe pensare che sia necessario costruire, per ogni tipo di onda che interessa, una nuova teoria dei circuiti elettronici.

Si può evitare ciò, tenedo conto del **teorema di Fourier**, fondamentale nello studio delle forme d'onda ed in tutta l'elettronica. Vediamo ora, senza entrare in quei dettagli matematici che esulano dai fini del nostro Corso, di illustrarne il contenuto nel modo più chiaro possibile.

Sommando più segnali sinusoidali — diversi tra loro in ampiezza, frequenza e fase — si ottiene un segnale che, pur non essendo più sinusoidale, è pur sempre

Fig. 1 - Forma d'onda di un suono emesso da un violino.

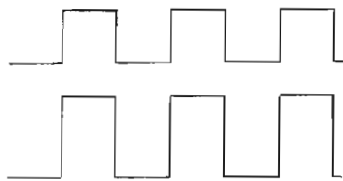



Fig. 2-A - Forme d'onda quadra (in alto), e rettangolare (in basso).

Fig. 2-B - Forme d'onda a dente di sega, in alto, e triangolare, in basso.

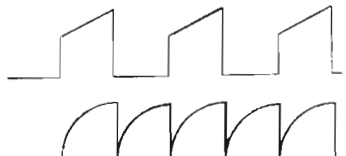



Fig. 2-C - Forme d'onda trapezoidale (in alto), ed esponenziale (in basso).

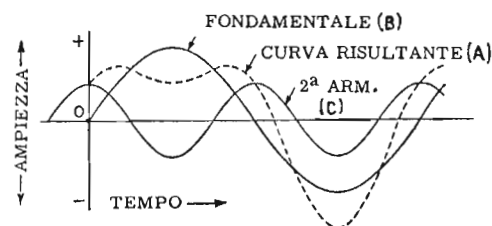



Fig. 3 - Segnale periodico (A), costituito dalla sovrapposizione di una frequenza fondamentale (B), alla seconda armonica della stessa (C). Questa forma d'onda può assumere un andamento diverso se varia la relazione di fase tra i due segnali sovrapposti.

periodico, ossia si ripete con cicli costanti. Ci domandiamo ora: sarà possibile anche effettuare il procedimento inverso, ossia, dato un qualunque segnale periodico non sinusoidale, suddividerlo in un certo numero di segnali sinusoidali di diverse ampiezze, frequenze e fasi, tali che, sommati tra loro, diano come risultato il segnale di partenza?

A questa domanda risponde appunto con precisione, il teorema di Fourier: un segnale di forma qualunque, purchè sia periodico, può sempre essere suddiviso in un certo numero di segnali di tipo sinusoidale. Le frequenze di questi singoli segnali sono: la stessa del segnale periodico d'origine, (frequenza *fondamentale* o prima armonica), la frequenza doppia (*seconda armonica*, o armonica del secondo ordine), la frequenza tripla (*terza armonica*, od armonica del terzo ordine) e così via.

Nel caso di alcuni tipi di forma d'onda periodica si può avere una suddivisione in un numero finito di armoniche. Ad esempio, alla **figura 3**, vediamo rappresentato un segnale periodico (**A**) che può venire decomposto in due soli segnali sinusoidali (**B**) e (**C**), che rappresentano, rispettivamente, la prima e la seconda armonica. Le armoniche superiori al secondo ordine in questo caso non sono presenti.

In altri casi occorre invece introdurre, per poter rappresentare esattamente un segnale, un numero assai superiore di armoniche. Altre volte, infine, il numero delle armoniche che occorre considerare è infinito. Vedremo in seguito parecchi esempi di tali tipi di segnale.

In quest'ultimo caso, comunque, si può tener conto del fatto che più si sale con l'ordine delle armoniche, più diminuisce la loro ampiezza, e quindi la loro importanza ai fini di una accurata rappresentazione del segnale di partenza.

Come abbiamo visto, le frequenze delle varie armoniche che compongono un segnale periodico qualunque, possono essere determinate molto facilmente moltiplicando la frequenza fondamentale per 1, per 2, per 3 e così via. La determinazione delle ampiezze e delle fasi di tali segnali sinusoidali non è invece così immediata e richiede, se si eccettuano alcuni casi particolari, calcoli matematici di natura notevolmente complessa, che tralasciamo di esporre.

Oltre a quanto detto finora riguardo alla rappresentazione di un'onda non sinusoidale, occorre tener conto della cosidetta **componente continua**. Infatti, una volta raggiunto — mediante il teorema di Fourier — l'andamento esatto dell'onda originale, bisogna considerare che questa può trovarsi sia centrata rispetto all'asse della tensione zero, che spostata in senso positivo o negativo. L'ampiezza di questo spostamento rappresenta appunto la componente continua del segnale. Ad esempio, alla **figura 4**, vediamo in **A** un'onda con componente continua nulla, mentre in **B** la stessa onda presenta una componente positiva V_c.

Per poter determinare il comportamento di un'onda periodica non sinusoidale al suo passaggio in un circuito elettronico qualunque, ci basta suddividerla nelle singole armoniche che la compongono, considerare separatamente i comportamenti di queste, ed infine ricomporre segnali presenti all'uscita. Ciò vale, in particolare, sia per quanto riguarda le audio frequenze, che per quanto riguarda le varie forme d'onda di tipo geometrico rappresentate alla figura 2.

Ad esempio, effettuando un'analisi della forma d'onda riportata in figura 1 (suono di un violino), si ottiene uno spettro di armoniche del tipo di quello rappresentato alla **figura 5**. Come si può notare, la frequenza fondamentale è, in questo caso, di 440 Hz, mentre le armoniche si estendono teoricamente all'infinito: in pratica fino a circa 15.000 Hz. Volendo amplificare fedelmente tale suono non è quindi sufficiente un dispositivo che permetta il passaggio dei soli 440 Hz (frequenza fondamentale), ma occorre un amplificatore la cui banda passante si estenda, all'estremo alto, almeno fino a 15.000 Hz. In caso contrario, si introduce una variazione del segnale presente all'uscita, derivante dalla mancanza delle armoniche superiori, e si ha quindi un'alterazione che possiamo definire distorsione di forma.

Mentre *l'altezza* di un suono musicale viene determinata dalla frequenza fondamentale, *il timbro* viene determinato dal diverso contenuto in armoniche superiori. Ad esempio, se suoniamo la stessa nota con un violino e con un pianoforte, la frequenza fondamentale è la medesima ma, nonostante ciò, possiamo distinguere le due diverse fonti. Ciò perchè le armoniche, pur essendo ancora eguali come frequenza, sono nettamente diverse per quanto rigurda le ampiezze relative e le fasi. Se si eliminano quindi le armoniche superiori, si

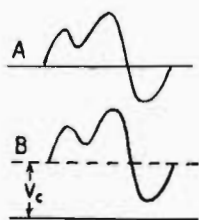



Fig. 4 - Forma d'onda senza componente continua (A) e con componente continua (B). Come si nota, la forma non subisce variazioni.

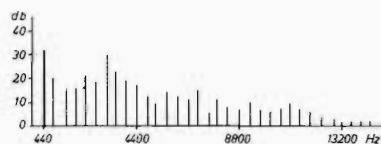



Fig. 5 - Spettrogramma della nota di violino di figura 1. Le linee verticali rappresentano l'ampiezza delle diverse armoniche, la cui frequenza è spressa sulla scala orizzontale. La fondamentale è di 440 Hertz

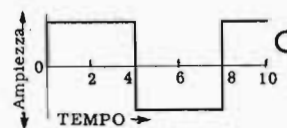
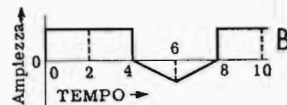
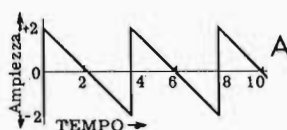



Fig. 6 - Simmetria rispetto all'asse zero (A); simmetria « quarto d'onda » (B) e « mezza onda » (C).

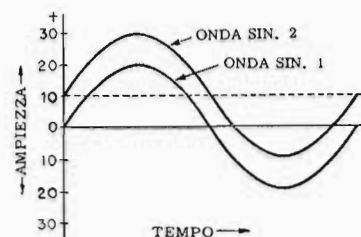



Fig. 7 - Influenza della componente continua nei confronti della simmetria rispetto all'asse zero di un segnale sinusoidale. L'onda 2 è identica all'onda 1, ma non è più simmetrica rispetto all'asse zero.

toglie ad ogni suono musicale il suo carattere, poichè, in tal caso le note provenienti dai diversi strumenti hanno la tendenza a divenire tutte simili tra loro, ossia ad assumere lo stesso timbro.

Da quanto ora detto appare anche la possibilità di produrre elettronicamente, mescolando tra loro i segnali sinusoidali provenienti da oscillatori diversi — le cui frequenze siano tutte multiple di un'unica frequenza fondamentale — i suoni caratteristici di qualunque tipo di strumento.

Questo interessante argomento, riguardante la musica elettronica, verrà da noi sviluppato nel corso di una futura lezione: vogliamo comunque far notare fin d'ora che la realizzazione di apparecchiature elettroniche capaci di generare suoni musicali è interamente fondata sul metodo dell'analisi armonica delle forme d'onda.

SIMMETRIA delle ONDE

Per determinare le ampiezze massime delle armoniche successive di una particolare forma d'onda, vengono usati diversi metodi. Benchè, come abbiamo detto, essi siano di natura piuttosto complessa, in alcuni casi la semplice osservazione della forma d'onda da analizzare fornisce elementi indicativi a proposito delle armoniche, specialmente se mette in rilievo la mancanza di alcune di queste.

Quando una forma d'onda periodica ha lo stesso andamento al di sopra ed al di sotto dell'asse della tensione zero, si dice che essa è **simmetrica** rispetto all'asse zero. Il segnale rappresentato alla **figura 6-A**, è un esempio di onda simmetrica rispetto all'asse zero. La ampiezza infatti è $+2$ all'istante $t = 0$, e scende a zero all'istante $t = 2$. Successivamente scende fino a -2, per $t = 4$. La parte positiva di questa forma d'onda è identica alla parte negativa. Si ha quindi simmetria rispetto all'asse zero.

Un segnale periodico presenta una simmetria del tipo « quarto d'onda » quando i due quarti d'onda che si trovano affiancati durante ogni singolo mezzo ciclo sono simmetrici. Un'onda di tal genere si può osservare alla figura 6-**B**. Il primo mezzo ciclo dura dall'origine al tempo $t = 4$. Se, al centro di questo mezzo ciclo, si traccia una retta perpendicolare (tratteggiata in figura), i due quarti d'onda in cui il mezzo ciclo risulta suddiviso sono simmetrici l'uno rispetto all'altro. Analogamente, se consideriamo il mezzo ciclo che va dall'istante $t = 4$ all'istante $t = 8$, e tracciamo la perpendicolare nel punto 6, si ottiene la suddivisione in due quarti d'onda simmetrici.

Una forma d'onda presenta simmetria di tipo « mezza onda », detta anche « simmetria speculare », quando la semionda positiva è simmetrica alla semionda negativa rispetto all'asse zero. Un esempio di questo tipo di simmetria si ha alla figura 6-**C**. Il mezzo ciclo positivo da zero a 4 è esattamente il medesimo del semiciclo negativo da 4 a 8, se si eccettua il cambiamento di polarità.

Notiamo che, mentre quest'ultimo segnale ha anche una simmetria del tipo quarto d'onda, quello rappresentato in B, non presenta anche simmetria speculare o di mezza onda, poichè il semiciclo positivo è diverso dal semiciclo negativo.

EFFETTO della SIMMETRIA sulle ARMONICHE

Se una forma d'onda presenta una data simmetria, si trova che, sia la componente continua che un certo numero di frequenze armoniche possono venire eliminate nella sua analisi.

L'effetto di una simmetria rispetto all'asse zero è rappresentato alla **figura 7**. Sono ivi disegnate due onde sinusoidali. L'onda **1** è simmetrica rispetto all'asse zero. L'onda **2** ha esattamente la medesima forma, ma si trova spostata di dieci volt sopra all'onda 1. Essa non è quindi simmetrica rispetto all'asse zero.

Se aggiungiamo una tensione di dieci volt all'onda 1, le due onde coincidono. Quindi, l'onda 2 è eguale alla somma tra la tensione alternata dell'onda 1 e la tensione continua di dieci volt. L'aggiunta di una componente continua, come abbiamo detto, non comporta alcuna variazione nella forma dell'onda. Da quanto detto è chiaro che, *quando una forma d'onda è simmetrica rispetto all'asse zero, la sua componente continua è eguale a zero.* L'onda 2 è simmetrica rispetto all'asse formato dalla linea tratteggiata al livello dei dieci volt.

Una forma d'onda che è simmetrica rispetto ad un asse indicante una tensione diversa da zero, ha una componente continua pari a questa tensione.

Consideriamo ora l'effetto delle armoniche di ordine pari sulla simmetria di una forma d'onda. Nella **figu-**

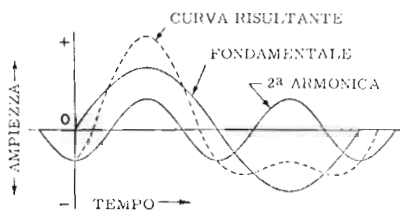



Fig. 8 - Effetto delle armoniche pari sulla simmetria: come si nota, la curva risultante non ha simmetria speculare. Il medesimo fenomeno si manifesta per qualsiasi armonica pari.

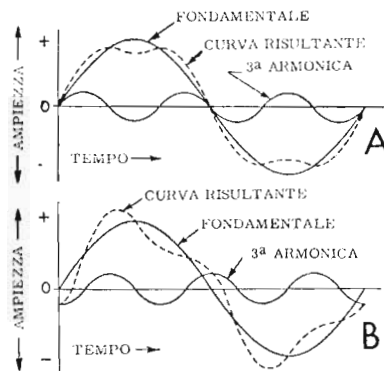



Fig. 9 - Effetto delle armoniche dispari sulla simmetria di un'onda.

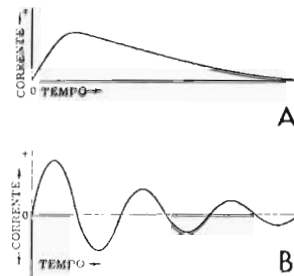



Fig. 10 - Eesempi di forme d'onda aperiodiche: un semplice semiperiodo (A) ed un'onda smorzata (B).

ra 8 è rappresentata la curva ri ultante quando si aggiunge alla fondamentale una seconda armonica. La forma d'onda risultante non ha simmetria speculare. Ciò accade anche quando alla fondamentale vengono aggiunte la quarta, la sesta, o qualunque altra armonica pari. Possiamo quindi concludere che *la presenza di armoniche pari determina una mancanza di simmetria speculare*. Ciò accade indipendentemente dalle fasi dei due segnali che si sommano.

Se invece prendiamo in esame la somma tra la fondamentale e la terza armonica, occorre considerare due casi. Se i due segnali non sono sfasati si ottiene (**figure 9-A**) un segnale che presenta sia simmetria di mezza onda che simmetria quarto d'onda. Se invece si ha uno sfasamento (ad esempio, alla figura 9-**B**, di 30°) si ha sempre la simmetria di mezza onda, mentre viene a mancare la simmetria quarto d'onda.

Possiamo quindi concludere che:

1) una forma d'onda che presenta simmetria rispetto all'asse zero non ha componente continua. Se vi è simmetria rispetto ad un altro asse orizzontale, la componente continua è eguale alla tensione indicata di questo asse.

2) una forma d'onda che presenta simmetria speculare denota la mancanza sia della componente continua che delle armoniche di ordine pari.

3) una forma d'onda che ha sia simmetria speculare che simmetria quarto d'onda, manca di componente continua e di armoniche pari, e le armoniche dispari sono tutte in fase (partono con ampiezza zero all'istante $t = 0$).

4) una forma d'onda che presenta una simmetria speculare rispetto ad un asse orizzontale diverso da zero, ha la componente continua che già abbiamo indicata, però manca di armoniche pari.

METODI di ANALISI delle ONDE non SINUSOIDALI

I concetti di reattanza e di frequenza non possono venire applicati direttamente alle onde non sinusoidali, così come lo potevano essere alle onde sinusoidali. Nel caso delle onde sinusoidali, la corrente che fluisce attraverso un'induttanza o una capacità è pari al rapporto tra la tensione applicata e la reattanza relativa. Sappiamo infatti che la reattanza induttiva è pari a $2\pi fL$, e la reattanza capacitiva a $1/2\pi fC$; in queste espressioni però la frequenza f è quella di una tensione alternata perfettamente sinusoidale. Se la tensione applicata non ha una forma d'onda sinusoidale, queste formule perdono ogni valore, ed in conseguenza, il valore della corrente non può essere determinato con questo metodo. Quindi, per determinare le condizioni che si stabiliscono in un circuito quando ad esso vengono applicate tensioni non sinusoidali, occorrono nuove tecniche, diverse da quelle tradizionali, finora da noi esposte.

Per lo studio dei concetti basilari necessari alla comprensione delle forme d'onda non sinusoidali, si può procedere secondo due diversi metodi.

In uno di questi, abbiamo testè visto che si esprime l'onda in termini di una serie di onde anch'esse sinusoidali, di diverse frequenze, e la somma di questa serie è equivalente all'onda non sinusoidale. Questo metodo permette di considerare l'impedenza standard ottenuta in funzione della frequenza in base alle formule precedentemente citate, poichè l'onda non sinusoidale viene ridotta ad una somma di più onde sinusoidali.

L'altro metodo, si dice del responso alle tensioni transitorie. Un **transitorio** è un'onda non sinusoidale che si determina momentaneamente quando variano le condizioni elettriche di un circuito. Ad esempio, quando in un circuito si chiude o si apre un interruttore, in esso si determina una forma d'onda non sinusoidale che viene denominata « transitorio ». Il metodo della risposta ai transitori sviluppa delle reazioni tra corrente e tensione che possono essere applicate direttamente alle onde non sinusoidali.

Da quanto sopra si rileva che, oltre all'onda periodica di cui si è già detto, esiste un tipo d'onda, non sinusoidale, detto onda aperiodica, che compare cioè ad intervalli irregolari, od anche per una sola volta: è questo appunto, il caso dei transitori. Alla **figura 10** sono visibili due esempi di onde aperiodiche. L'ampiezza dell'onda, misurata in verticale (ossia lungo le parallele all'asse Y) è tracciata in funzione del tempo, misurato in orizzontale (ossia lungo l'asse X).

L'asse orizzontale (asse dei tempi) viene in genere suddiviso in microsecondi, invece che in secondi. Si usa questa unità molto piccola per il fatto che molti transitori avvengono in un tempo molto breve. L'asse Y viene invece suddiviso — come di norma — in unità di misura di tensione o di corrente.

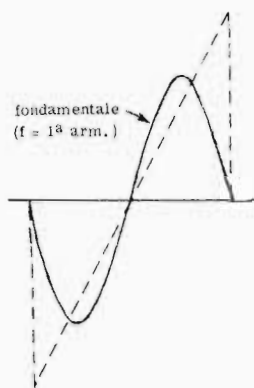



Fig. 11-A - Forma d'onda sinusoidale fondamentale.

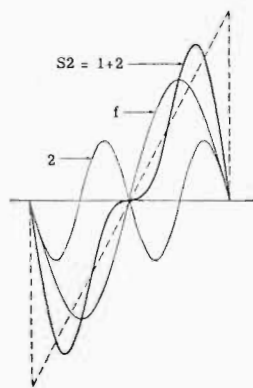



Fig. 11-B - Sovrapposizione della seconda armonica.

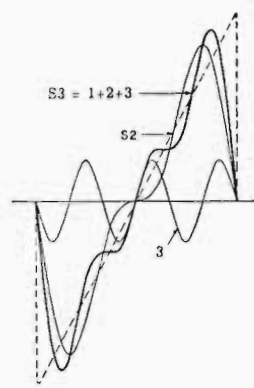



Fig. 11-C - Aggiunta della terza armonica alla 2ª.

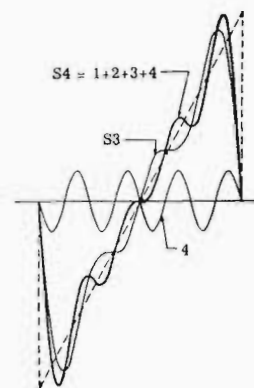



Fig. 11-D - Aggiunta della quarta armonica.

COMPOSIZIONE di UN'ONDA A DENTE DI SEGA

In base a quanto abbiamo sin qui appreso, risulta che qualsiasi forma d'onda non sinusoidale, che si produca periodicamente, può venire costruita combinando una onda sinusoidale alla frequenza fondamentale con altre onde sinusoidali alle frequenze armoniche e, se necessario, con una opportuna tensione continua. Ciascuna delle varie tensioni sinusoidali corrispondenti alle diverse frequenze armoniche deve avere — naturalmente — una determinata caratteristica di ampiezza e di fase. L'onda a dente di sega è ottenuta addizionando ad una fondamentale sinusoidale (**figura 11-A**) le opportune armoniche.

La somma della fondamentale con la sua seconda armonica è rappresentata alla figura **11-B.** La curva risultante, *S*2 comincia già ad assomigliare all'onda a dente di sega più che non alla fondamentale da sola (curva 1). I picchi della curva *S*2 vengono spinti di lato. Nella figura 11-**C** si vede la curva risultante, *S*3, quando alla fondamentale ed alla seconda armonica si aggiunge anche la terza. In questo caso i picchi sono stati spinti ancora più a lato, e la forma generale comincia già ad assomigliare al dente di sega.

Successivamente, dalla figura 11-**D** alla **11-H**, le forme d'onda si ottengono — come è chiaro dalle figure stesse — aggiungendo ogni volta una successiva armonica (che è di ampiezza sempre minore). La curva della figura 11-H, che contiene le armoniche fino alla settima, è molto vicina al dente di sega (linea tratteggiata), ed aggiungendo altre armoniche superiori ci si avvicinerebbe sempre più. La riproduzione esatta si può ottenere tuttavia solo aggiungendo un numero infinito di armoniche (naturalmente di ampiezza che, progressivamente, tende ad avvicinarsi sempre più allo zero).

COMPOSIZIONE DI UN'ONDA QUADRA

Un altro tipo di onda, usato molto comunemente nelle apparechiature elettroniche è l'onda quadra (rappresentata alla figura 2-B). Quest'onda è composta da una frequenza fondamentale e da un numero infinito di frequenze armoniche. La forma d'onda in questione, tuttavia, ha la particolarità che le armoniche di ordine *pari* (seconda, quarta, sesta ecc.) sono di ampiezza eguale a zero. Solo le armoniche *dispari* (prima, terza, quinta, ecc.) sono contenute nell'onda quadra.

Nella **figura 12-A** sono rappresentate la fondamentale e la terza armonica, nonchè la curva risultante da queste, *S*3. Per ogni ciclo della curva 1 si hanno tre cicli della curva 3. La curva risultante, *S*3, comincia ad avvicinarsi ad un'onda quadra (curva tratteggiata). Nel caso della figura 12-**B**, si è aggiunta alla fondamentale ed alla terza armonica anche la quinta, ottenendosi così una migliore approssimazione. In **C** si è aggiunta la settima armonica. Anche in questo caso, più si aumenta il numero delle armoniche, più ci si avvicina alla curva ideale dell'onda quadra. Il numero delle armoniche necessario per ottenere un'onda perfetta dovrebbe essere infinito, tuttavia, poichè l'importanza delle armoniche va successivamente diminuendo, già prendendo in considerazione le prime dieci diverse da zero si ottiene in pratica una forma d'onda che si avvicina notevolmente al modello desiderato.

Altre forme d'onda — Sommando tra di loro onde sinusoidali di ampiezza, frequenza, e fase appropriate, si può pervenire ad ottenere qualunque tipo di forma d'onda si renda necessaria nell'elettronica.

EFFETTO della BANDA PASSANTE sulle ONDE NON SINUSOIDALI

Quando si applica all'ingresso di un circuito, un segnale non sinusoidale, il numero delle armoniche componenti che compaiono all'uscita dipende dalla ampiezza della banda passante presentata da quel circuito

La banda passante — sappiamo — rappresenta quella gamma di frequenze che il circuito lascia passare con un minimo di attenuazione. Per esempio, consideriamo l'effetto di un circuito la cui banda passante si estenda, all'estremo alto, fino a 3 kHz, su di un segnale ad onda quadra della frequenza fondamentale di 1.000 Hz. Poichè quel circuito è in grado di trasferire all'uscita solo frequenze che non superino i 3.000 Hz, avremo in uscita la presenza della fondamentale e della terza armonica. Le armoniche di ordine superiore saranno invece fortemente attenuate o addirittura mancanti.

In questo caso quindi, benchè in entrata si sia applicata una tensione ad onda quadra, si ottiene in uscita una tensione di forma diversa, simile a quella indica-

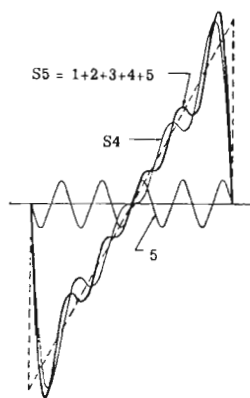



Fig. 11-E - Aggiunta della quinta armonica.

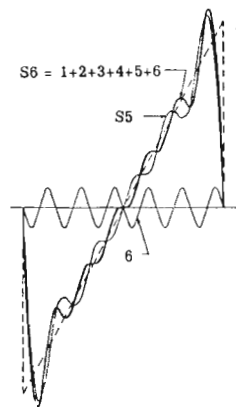



Fig. 11-F - Aggiunta della sesta armonica.

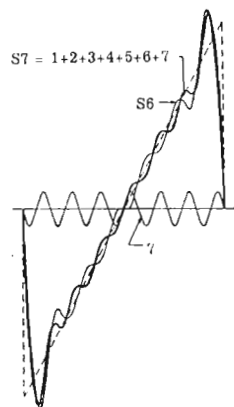



Fig. 11-G - Aaggiunta della settima armonica.

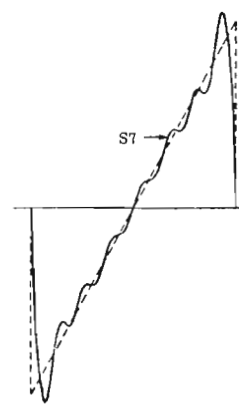



Fig. 11-H - Forma risultante a dente di sega.

ta dalla **figura 13-A**. Se l'ampiezza di banda del circuito venisse estesa fino ai 7 kHz, le frequenze trasferite in uscita giungerebbero fino alla settima armonica, e si otterrebbe quindi una forma d'onda del tipo illustrato dalla figura 13-**B**. Come si vede, la distorsione introdotta in questo secondo caso, pur essendo ancora rilevante, è minore di quella che si era avuta in precedenza con banda passante fino a soli 3 kHz.

Se si aumenta l'ampiezza della banda passante del circuito — in particolare se si eleva il limite superiore delle frequenze riproducibili — viene trasferito in uscita un maggior numero di armoniche, e quindi la forma d'onda somiglià maggiormente a quella presente alla entrata. Una perfetta riproduzione dell'onda presente all'ingresso richiederebbe dal circuito una ampiezza illimitata della banda passante. In pratica però, ciò non si può ottenere, poichè tutti i circuiti hanno, inevitabilmente, dei limiti alla loro banda passante.

L'ampiezza della banda passante necessaria per trasferire una determinata forma d'onda non sinusoidale dipende da due fattori principali: primo, dall'importanza delle armoniche nella varia reciproca relazione e, secondo, dalla funzione che quella data forma d'onda deve svolgere nel circuito.

L'estremo basso della banda passante dipende dalla frequenza fondamentale, essendo quest'ultima la più bassa che occorre trasferire. L'estremo alto dipende invece dal cambiamento più rapido che ha luogo nella forma d'onda.

Poichè l'ampiezza di ogni componente armonica, in generale decresce all'aumentare dell'ordine delle armoniche, l'effetto delle armoniche più alte è molto inferiore a quello delle armoniche basse. La decima armonica, ad esempio, ha un effetto molto inferiore alla seconda, per quanto riguarda la forma dell'onda; analogamente, l'effetto della centesima armonica è assai minore di quello della decima, e così via.

Una buona rappresentazione della forma d'onda può essere ottenuta usando un dato numero di armoniche. L'effetto delle armoniche di ordine superiore dipende dalla composizione dell'onda. Per quanto riguarda alcune forme d'onda, l'ampiezza delle armoniche più alte decresce rapidamente, e già con una banda passante di ampiezza poco rilevante si riesce ad ottenere una buona rappresentazione della forma d'onda. Per ciò che si riferisce ad altre forme d'onda invece, l'ampiezza delle armoniche di ordine superiore decresce lentamente, e quindi, per ottenere una buona riproduzione, è richiesta una banda passante notevolmente ampia.

La minima ampiezza richiesta per la banda passante dipende altresì, come si è accennato, dalle funzioni che il segnale non sinusoidale dovrà compiere in seguito. Infatti, a questo proposito, se la forma d'onda può venire in parte modificata senza per questo compromettere il buon funzionamento dell'intera apparecchiatura, si può usare una banda passante più ristretta. Se, invece, la forma d'onda deve essere riprodotta con alto grado di precisione, è indispensabile che il circuito presenti una banda passante molto più grande.

BANDA PASSANTE per SEGNALI ad IMPULSI

Viene definito **impulso** un rapido aumento con una rapida caduta di tensione o di corrente. Le onde quadre e rettangolari (figura 2-A), sono esempi di forme d'onda ad impulso; vengono comunemente usate in molte apparecchiature elettroniche, specialmente nei radar, negli strumenti di misura, in televisione ecc.

Il **tempo di salita** di un impulso, t_r, è l'intervallo di tempo richiesto da un impulso per salire dal 10 al 90% della sua ampiezza totale (**figura 14**). La **durata** dell'impulso, t_d, è l'intervallo di tempo durante il quale l'impulso rimane alla sua massima ampiezza. Il **tempo di discesa**, t_f, è il tempo richiesto dall'impulso per cadere dal valore massimo a zero. Questi tempi t_r, t_d e t_f, sono i «parametri» che servono per individuare, assieme al valore dell'ampiezza massima, il tipo dell'impulso che si considera. A scopo di chiarimento ricordiamo che si definiscono «parametri» le grandezze o proprietà caratteristiche che, durante lo studio di un dato fenomeno rimangono o sono mantenute costanti.

Quella parte dell'impulso che corrisponde al tempo t_r, ossia al tempo di salita, viene anche detta *fronte ascendente*; la parte corrispondente invece al tempo di caduta è detta *fronte discendente* dell'impulso.

EFFETTO delle ARMONICHE sui TEMPI di SALITA e di CADUTA

Nella composizione di un'onda quadra, più vengono aggiunte le armoniche di ordine superiore, più diven-

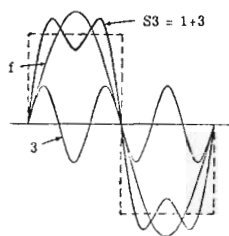



Fig. 12-A - Analisi della composizione di un'onda quadra. Sovrapposizione della terza armonica alla fondamentale.

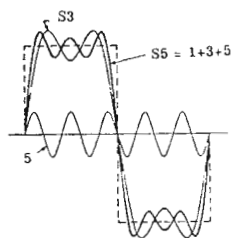



Fig. 12-B - Aggiunta della quinta armonica alla forma d'onda di figura 12-A. La risultante si approssima alla forma quadra.

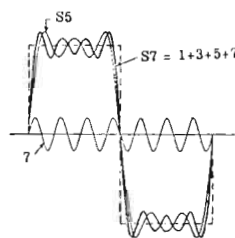



Fig. 12-C - Con l'aggiunta della settima armonica, la curva risultante si è avvicinata ancor più alla forma quadra.

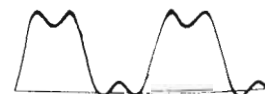



Fig. 13-A - Variazione di forma di un'onda quadra dovuta ad attenuazione delle frequenze più elevate.

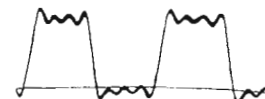



Fig. 13-B - Estendendo la banda passante, la forma di onda all'uscita migliora.

gono brevi i tempi di salita e di caduta. Questo fenomeno si può chiaramente rilevare dalle curve rappresentate alle figure 12-A, B e C. Ad esempio, in C, la curva *S7* ha un tempo di salita più breve della curva *S5*. In B si può osservare che la curva *S5* ha un tempo di salita più breve della *S3*. Aggiungendo altre armoniche di ordine superiore alla curva *S7*, si potrebbero ottenere altre curve i cui tempi di salita e di caduta sarebbero ancora più brevi. Per questa ragione la forma dell'impulso durante i tempi di salita e di caduta dipende principalmente dal limite superiore della banda passante del circuito attraverso cui l'impulso viene fatto passare. Se il circuito ha un responso scarso alle frequenze più elevate, le armoniche di ordine più alto non vengono riprodotte, e quindi i tempi di salita e di caduta risultano assai prolungati. Questo fenomeno si può osservare alla figura 14-**C**.

Nella figura 14-A è rappresentato un impulso rettangolare con tempi di salita e di caduta finiti. I circuiti reali modificano la forma di questo impulso e, quando hanno una buona risposta alle frequenze più alte, gli angoli dell'impulso vengono arrotondati solo leggermente (figura 14-**B**); i tempi di salita e di caduta non sono, in questo caso, fortemente modificati. Quando il circuito ha invece un cattivo responso alle frequenze elevate, come in C, si ha un ulteriore arrotondamento degli angoli, ed i tempi di salita e di caduta aumentano.

La regola seguente serve a determinare quanto deve essere alto il limite superiore della banda passante per riprodurre soddisfacentemente un impulso il cui tempo di salita sia t_r:

$$fH = \frac{1}{2t_r} \text{ Hz}$$

dove t_r è espresso in secondi. La frequenza fH viene chiamata anche « responso alle frequenze alte » o « limite superiore di frequenza » od infine, « limite superiore del circuito ». Questa formula può altresì essere applicata al fronte discendente dell'impulso, avente un tempo di caduta pari a t_f.

Supponiamo che, ad esempio, si debba riprodurre un impulso avente un tempo di salita di 0,5 microsecondi, come spesso capita nelle apparecchiature radar. Il responso del circuito alle frequenze alte deve, in questo caso, estendersi fino a:

$$fH = \frac{1}{2t_r} = \frac{1}{2\,(0{,}5 \times 10^{-6})} = 10^6 \text{ Hz}$$

ossia $fH = 1 \times 10^6$ Hz $= 1$ MHz

Il limite superiore di frequenza del circuito deve quindi essere di 1 MHz per riprodurre correttamente il fronte ascendente di un impulso avente un tempo di salita pari a 0,5 microsecondi.

EFFETTO delle ARMONICHE sul TEMPO di DURATA

Il tempo di durata di un impulso, t_d, dipende dal responso del circuito alle frequenze basse. Alla **figura 15** è rappresentata un'onda quadra passata attraverso un circuito avente un responso insufficiente alle frequenze basse. Si noti che la curva non è piana per il tempo di durata dell'onda. Per ottenere una buona riproduzione della forma d'onda è quindi essenziale una buona risposta tanto alle frequenze basse quanto, come abbiamo visto prima, alle frequenze alte.

Il limite inferiore di frequenza che il circuito deve lasciar passare per riprodurre un impulso può essere calcolato mediante la formula:

$$f_L = \frac{1}{T_f} \text{ Hz}$$

ove f_L è espresso in Hz e T_f è il periodo fondamentale, ossia la durata di un intero impulso espressa in secondi. La stessa formula, tenendo conto che il reciproco del periodo fondamentale è la frequenza fondamentale, si può esprimere:

$$f_L = f_1$$

dove f_1 è appunto la frequenza fondamentale. Quando il limite di frequenza bassa di un circuito eguaglia la frequenza dell'impulso, si ha una riproduzione soddisfacente; così un impulso la cui frequenza fondamentale sia di 1.000 Hz, richiede, per non venire distorto, un limite inferiore di banda passante di 1.000 Hz.

BANDA PASSANTE per SEGNALI a DENTE di SEGA

Le regole esposte nel paragrafo precedente a proposito degli impulsi quadrati o rettangolari, possono venire estese anche al caso di altri tipi di onde non sinu-

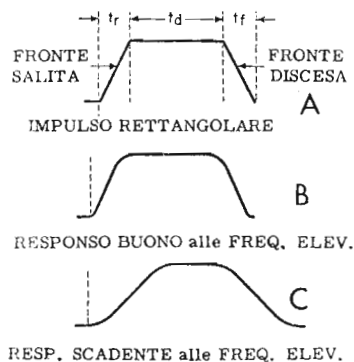



Fig. 14 - Composizione di un'onda quadra (A), ed effetto del responso alla frequenza (B e C) sulla forma.

Fig. 15 - Forma d'onda di un segnale ad onda quadra, alterata in seguito al passaggio in un circuito con responso scarso alle frequenze basse.

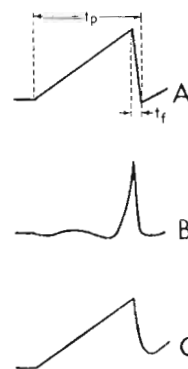



Fig. 16 - Influenza del responso alla frequenza su un segnale a dente di sega (A). In B, responso scadente alle frequenze basse, in C responso scadente alle frequenze alte.

soidali. Il concetto fondamentale è questo: il responso alle frequenze elevate ha effetto su quella parte della forma d'onda che varia (in ampiezza) più rapidamente, ossia che tende ad assumere un andamento verticale; il responso alle frequenze basse ha invece effetto su quella parte della forma d'onda che ha un andamento pressochè orizzontale (ossia quando l'ampiezza non varia, o varia con una certa lentezza in funzione del tempo).

Questi principi possono essere applicati per determinare l'effetto dei limiti di responso alle frequenze alte e basse su di una forma d'onda a dente di sega. Il fenomeno è rappresentato alla **figura 16**. Il valore istantaneo di tensione per questa forma d'onda cresce gradualmente fino a che sia raggiunta la massima ampiezza, e successivamente cade bruscamente a zero. In conseguenza di quanto detto in precedenza, il limite di responso alle frequenze basse influenza il tratto ascendendente dell'onda, mentre il limite alle frequenze alte ha effetto sul tratto discendente. Nella figura 16-**B**, è rappresentata una tale onda dopo il passaggio in un circuito avente un responso scarso alle frequenze basse. Questa forma d'onda si ottiene sottraendo a quella ideale la prima, la seconda e la terza armonica. Quando invece si ha un responso scarso alle frequenze elevate, si ottiene l'onda rappresentata alla figura 16-**C**. Come si può osservare, la mancanza delle armoniche superiori provoca una deformazione del tratto discendente.

L'ampiezza di banda di un circuito usato per il trasferimento di una tensione a dente di sega deve essere tale da consentire, all'estremo basso, il passaggio della frequenza fondamentale, ed all'estremo alto il passaggio di una frequenza pari a $1/2t_f$, dove t_f è anche qui il tempo di caduta. Questi limiti sono gli stessi di quelli riferiti per il calcolo del passaggio degli impulsi.

Ad esempio, consideriamo la banda richiesta per lasciar passare una tensione a dente di sega avente un periodo principale T_p = 1.000 microsecondi, ed un tempo di caduta t_f = 5 microsecondi. Il limite richiesto alle frequenze più basse è:

$$f_L = \frac{1}{T_p} \quad \frac{1}{1.000 \times 10^{-6}} = 1.000 \text{ Hz}$$

mentre il responso alle frequenze più alte deve giungere a:

$$f_H = \frac{1}{2t_f} = \frac{1}{10 \times 10^{-6}} = 100 \text{ kHz}$$

L'ampiezza della banda passante deve allora essere pari a $f_H - f_L$, ossia a 99 kHz.

TRASFORMAZIONE delle FORME D'ONDA

Abbiamo visto testè come i circuiti che vengono usati per amplificare o trasferire segnali non sinusoidali, ed in particolare forme d'onda con andamento di tipo geometrico, debbano soddisfare alcuni particolari requisiti per quanto riguarda l'ampiezza della loro banda passante. I limiti di quest'ultima, tuttavia, possono essere, in alcuni casi, e cioè quando non ha importanza che il segnale di uscita sia eguale a quello d'entrata, assai più ristretti. Vi sono poi casi in cui gli impulsi vengono fatti passare appositamente attraverso circuiti che li modificano. Infatti, capita spesso di dover trasformare segnali periodici che presentano un dato andamento, in altri ad andamento diverso.

Finora, abbiamo considerato solo i responsi dei circuiti *RLC* nel caso in cui veniva ad essi applicata una tensione positiva o negativa costante, mantenuta per un periodo di tempo abbastanza elevato, se paragonato alla costante di tempo del circuito.

Se invece si applicano segnali il cui periodo caratteristico è più breve della costante di tempo del circuito, si possono ottenere notevoli trasformazioni tra il segnale d'entrata ed il segnale di uscita; viene modificata sia la forma che l'ampiezza.

Supponiamo di applicare un segnale ad onda quadra ad un circuito la cui costante di tempo sia pari al doppio del periodo del segnale. In tal caso, quando ha luogo la semialternanza positiva, la tensione in uscita cresce gradatamente dal valore minimo ad un certo valore che, poichè la costante di tempo è elevata, non raggiunge mai il valore massimo. Infatti, mentre la tensione sta ancora crescendo, sopravviene la semialternanza negativa, la quale fa in modo che la tensione del segnale in uscita cominci a scendere. Anche a questo punto, la tensione non farà in tempo a raggiungere il suo massimo in senso negativo, per la stessa ragione spiegata in precedenza. Regolando la costante di tempo del circuito, si può pervenire ad un controllo sull'ampiezza del segnale in uscita.

CIRCUITI OSCILLATORI per ONDE non SINUSOIDALI

Nella lezione precedente ci siamo occupati dello studio delle forme d'onda non sinusoidali, senza peraltro interessarci delle varie tecniche secondo le quali queste onde possono venire prodotte. Dal momento che la tecnica associata a questo tipo di onde e di impulsi ha avuto — in questi ultimi anni — un enorme sviluppo, si possono ormai contare numerosi tipi diversi di generatori di segnali non sinusoidali.

Passeremo in rassegna i principali tra questi, con particolare riguardo ai multivibratori, agli oscillatori autobloccanti, ed ai generatori di segnali a dente di sega. Ci occuperemo altresì, brevemente, di circuiti di tipo speciale quali i differenziatori, gli integratori, i « Phantastron » ed altri.

I MULTIVIBRATORI

I circuiti multivibratori vengono impiegati principalmente quali generatori di forme d'onda quadre o rettangolari. Essi si possono dividere in tre principali categorie:

1) Multivibratori *bistabili* (detti anche circuiti «flip-flop »).

2) Multivibratori *monostabili*.

3) Multivibratori *astabili* (o liberamente oscillanti).

Ognuna di queste categorie si può dividere — a sua volta — in vari sottotipi, che di volta in volta esamineremo.

I multivibratori funzionano secondo i principi del **rilassamento,** che consiste nell'immagazzinare energia in un condensatore e quindi, quando si è raggiunto un certo livello di tensione, nell'effettuare la scarica rapida del condensatore. I multivibratori trovano anche applicazione in qualità di generatori di impulsi, circuiti per divisione di frequenze, interruttori elettronici, generatori di onde quadre e circuiti di ritardo.

Ricapitoliamo ora alcune proprietà caratteristiche dei circuiti a valvola, la cui conoscenza è essenziale per una buona comprensione del principio di funzionamento dei multivibratori.

Un aumento (in senso positivo) della tensione di griglia provoca un aumento nella corrente di placca che fluisce attraverso la valvola; viceversa, una diminuzione della tensione di griglia provoca una diminuzione nella corrente di placca. Inoltre, se si diminuisce tale tensione di griglia oltre un certo limite (soglia di interdizione) la valvola non conduce più.

Un aumento della corrente che fluisce attraverso la resistenza di carico (disposta in serie alla placca), provoca una diminuzione nella tensione anodica della valvola. Viceversa, una diminuzione di tale corrente provoca un aumento della tensione di placca.

La tensione ai capi di un condensatore non può variare istantaneamente. Un condensatore richiede infatti un certo periodo di tempo per caricarsi o scaricarsi. Questo tempo dipende dalla costante RC dei circuiti.

I circuiti multivibratori, di qualunque tipo essi siano, sono sempre costituiti da due triodi, uno dei quali conduce una certa corrente mentre l'altro è bloccato. Attraverso una opportuna inversione degli stadi di funzionamento ora citati nei due triodi, si perviene ad ottenere, ai capi della resistenza di carico di uno di questi, una forma d'onda rettangolare.

Consideriamo infatti la tensione presente ai capi della resistenza di carico di un triodo. Quando il triodo non conduce, la corrente che percorre tale resistenza è zero, e quindi la differenza di potenziale ai suoi capi è anch'essa nulla. Se invece il triodo conduce una certa corrente I, e se indichiamo con R la resistenza di carico, ai capi di quest'ultima si otterrà una tensione $V = IR$. Supponiamo ora di riuscire, con un metodo qualunque, ad alternare con regolarità le condizioni di funzionamento e di blocco del triodo. In tal caso il segnale presente ai capi della resistenza di carico assumerà l'andamento indicato alla **figura 1**. Si tratta quindi, come si può osservare, di una forma d'onda rettangolare.

Vediamo ora come si possa pervenire ai successivi blocchi e sblocchi della valvola. E' appunto in considerazione di questa circostanza che si è giunti ad una classificazione dei diversi tipi di multivibratori.

MULTIVIBRATORE BISTABILE

Un classico tipo di multivibratore bistabile è rappresentato alla **figura 2**. Scegliendo i valori delle tensioni e delle resistenze in modo opportuno, è chiaro che le due condizioni in cui il triodo $V1$ è bloccato e $V2$ conduce oppure $V2$ conduce e $V1$ è bloccato sono entrambe stabili. Prendiamo infatti in considerazione la prima di tali condizioni: poichè $V2$ conduce, si ha una caduta di tensione ai capi della resistenza di carico di tale val-

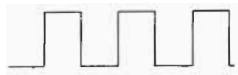



Fig. 1 - Forma d'onda rettangolare, che si manifesta ai capi della resistenza di carico di un triodo, interrompendo periodicamente e bruscamente la corrente anodica della valvola.

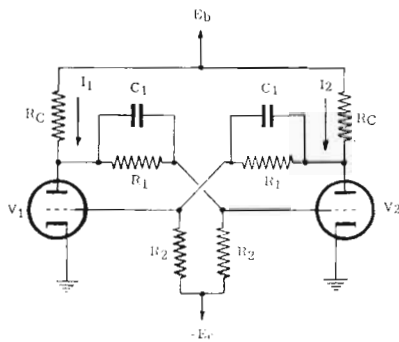



Fig. 2 - Esempio di circuito di un multivibratore del tipo detto « bistabile ».

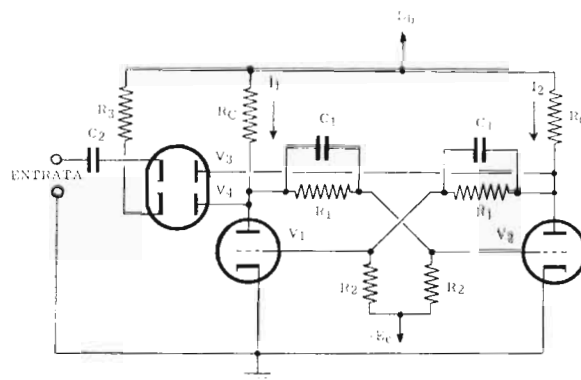



Fig. 3 - Modifica del multivibratore di figura 2. Con la aggiunta del doppio diodo si ottiene un'onda rettangolare.

vola; di conseguenza, la tensione anodica si abbassa e, poichè la griglia dell'altra valvola è collegata all'anodo della prima, anche la tensione su tale griglia si abbassa. Ne consegue che, se il valore delle resistenze è scelto in modo opportuno, si può fare in modo che tale tensione di griglia sia al disotto della soglia di interdizione. Come si vede, la condizione di funzionamento ora descritta è stabile, ossia si mantiene indefinitamente finchè non interviene una modifica dall'esterno. L'altra condizione, simmetrica a quella ora descritta, è altrettanto stabile.

Vogliamo ora dimostrare che le due condizioni opposte, ossia quelle in cui entrambe le valvole conducono una certa corrente, sono tutte instabili; ciò significa che, se il circuito — per una ragione qualsiasi — si trova in una di tali condizioni, in breve tempo si riporta da solo in una delle due condizioni stabili.

Supponiamo che la corrente che percorre il triodo *V1* sia *I1*, e quella che percorre *V2* sia *I2*. Prendiamo in considerazione il caso in cui *I1* sia minore di *I2*. La tensione anodica di *V1* sarà inferiore a quella di *V2*, determinando anche una maggiore tensione di griglia su *V2*. Questa tensione di griglia più elevata determina, a sua volta, un ulteriore aumento della corrente *I2*, e quindi un abbassamento di tensione sulla placca e sulla griglia di *V1*. Quest'ultima circostanza genera, a sua volta, un'ulteriore diminuzione della corrente *I1*. Il ciclo ora descritto si abbassa al di sotto della soglia di interdizione; si raggiunge quindi una delle due condizioni stabili. Il caso in cui si abbia inizialmente una corrente *I1* maggiore della corrente *I2*, si svolge in modo del tutto simmetrico, e porta, in breve tempo, all'altra condizione stabile.

Tale circuito, che si chiama bistabile appunto perchè comporta due condizioni stabili, non può — da solo — comportarsi come un generatore di forme d'onda. Ciò è chiaro se si pensa che esso tende ad assumere una delle due condizioni stabili ed a permanere in essa indefinitamente. Per poter quindi fare in modo di ottenere il segnale ad onda rettangolare richiesto, occorre introdurre un dispositivo esterno che consenta di alternare periodicamente le due condizioni stabili di funzionamento. Tale dispositivo si può ottenere inserendo due diodi, nel modo rappresentato alla **figura 3**.

Per studiare il funzionamento di questo dispositivo esterno, supponiamo che, inizialmente, la valvola *V1* conduca mentre *V2* è bloccata. Applichiamo all'entrata degli impulsi negativi quali quelli rappresentati alla **figura 4**. Tali impulsi, applicati ai catodi dei diodi *V3* e *V4*, risultano accoppiati alla placca di *V2*, mentre non appaiono sulla placca di *V1* perchè, dato che tale valvola conduce, la sua tensione anodica è bassa. Ma, l'anodo di *V1* è direttamente collegato a quello del diodo *V3*, che in tal caso assume una tensione di placca troppo bassa per condurre l'impulso applicato al suo catodo. L'impulso negativo riesce invece a passare attraverso *V4*, determinando un abbassamento della tensione sulla griglia di *V1*. Tale abbassamento determina un aumento della tensione sulla griglia di *V2* (secondo il fenomeno già descritto in precedenza) riportando tale valvola in condizione di funzionamento. Si determina quindi una corrente *I2* che abbassa ulteriormente la tensione di griglia di *V1*. Quest'ultima, dopo un certo numero di cicli analoghi a quello ora descritto, si abbassa al di sotto della soglia di interdizione, e quindi *V1* si blocca. Ci siamo così trasferiti nell'altra condizione di funzionamento stabile. Il passaggio da questa alla prima avviene, secondo un procedimento del tutto analogo, al momento in cui perviene all'entrata un ulteriore impulso negativo. Nel modo descritto, si riesce a trasformare la tensione impulsiva di comando in un segnale ad onde rettangolari.

Un altro tipo di multivibratore bistabile è quello cosiddetto « a catodi collegati ». Un circuito di tal genere è rappresentato alla **figura 5**. Come si può osservare, uno dei collegamenti placca-griglia, è stato sostituito da un accoppiamento tra i catodi. Supponiamo che allo inizio la tensione sia nulla. Le resistenze *R1* ed *R2* sono state calcolate in modo che la tensione presente tra griglia e catodo di *V2* renda questa valvola conduttrice. La corrente che scorre attraverso R_k genera una tensione E_k, positiva, che, rendendo la griglia negativa, è capace di trattenere *V1* al di sotto della soglia di interdizione. In generale, il valore di E_k è dell'ordine di ⅓ della tensione di placca. A questo punto, supponiamo di aumentare *E*: non si ha alcuna variazione nella condizione di funzionamento del circuito, fino a che *V1* comincia a condurre. Al momento dello sblocco, la corrente *I1* provoca una caduta di potenziale sull'anodo della prima valvola, e quindi anche sulla griglia della seconda. Questo segnale viene ritrasferito sul primo

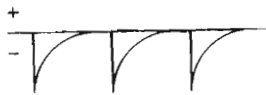



Fig. 4 - Impulsi negativi applicati all'ingresso del multivibratore. Le caratteristiche di funzionamento sono tali che detti impulsi vengono trasformati in onde rettangolari.

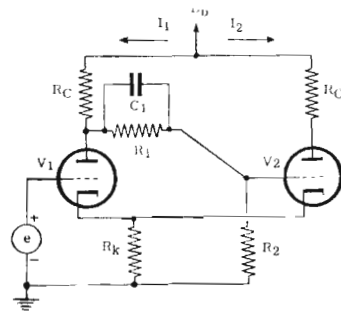



Fig. 5 - Circuito multivibratore bistabile a catodi collegati.

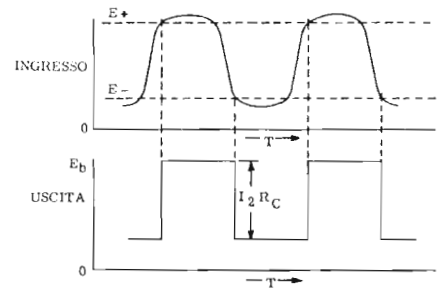



Fig. 6 - Analisi grafica del processo di trasformazione di onde sinusoidali in onde ad andamento rettangolare.

triodo mediante il circuito di catodo, poichè esso provoca una diminuzione della corrente *I2*, con conseguente caduta della tensione E_k. Si avrà quindi, un ulteriore aumento di *V1* ed una diminuzione della tensione anodica applicata alla prima valvola, in modo tale da chiudere il ciclo che procede fino a che la seconda valvola si blocca.

Mediante questo circuito si riesce a trasformare segnali d'entrata pressochè sinusoidali in segnali di forma rettangolare. Il processo è illustrato alla **figura 6**.

MULTIVIBRATORE MONOSTABILE

Questo tipo di multivibratore è caratterizzato dal fatto che, delle due solite condizioni di funzionamento, una è stabile mentre l'altra è instabile. Esso rimarrebbe nel suo stato stabile per un periodo di tempo indefinito, se non intervenisse un impulso di comando esterno atto a trasferirlo nella condizione instabile. Il passaggio da questa alla prima avviene invece spontaneamente dopo un certo periodo di tempo, determinato dai valori dei componenti del circuito, senza che sia necessario un impulso esterno. Un esempio tipico di multivibratore monostabile è rappresentato dalla **figura 7**. E' interessante notare che l'accoppiamento tra la placca di *V1* e la griglia di *V2* viene ottenuto mediante un semplice condensatore, ossia, è del tipo solitamente impiegato per il trasferimento di tensioni alternate. Lo accoppiamento nell'altro senso è invece dello stesso tipo di quello impiegato nel multivibratore bistabile di cui alla figura 2. I valori della tensione E_c e delle resistenze, sono tali da bloccare *V1* e da rendere *V2* conduttrice. Il sistema di comando può venire effettuato con gli stessi metodi impiegati nel caso del circuito bistabile (detto anche binario); l'unica differenza deriva dal fatto che in questo caso è necessario un solo diodo, *V3*. Applicando al catodo del diodo un impulso negativo, esso diviene conduttore, provocando un aumento della corrente *I1*. Si ha allora un abbassamento della tensione di placca di *V1* che, attraverso il condensatore *C2*, si trasferisce sulla griglia del secondo triodo. In conseguenza di ciò, si inizia il solito ciclo che porta alla condizione di funzionamento instabile, ossia *V2* bloccata e *V1* conduttrice.

Immediatamente dopo il passaggio in questo stato, la tensione di griglia della seconda valvola permane — per un certo periodo — assai negativa; ciò per il fatto che *C2* impiega un certo tempo a caricarsi attraverso la resistenza *R3*, alla quale viene dato un valore notevolmente elevato. Dopo un certo tempo però, ossia quando il condensatore è sufficientemente carico, la tensione di griglia di *V2* sale ad un punto tale da sbloccare la valvola. Quando questa comincia a condurre, si inizia un ciclo in senso opposto ed il circuito ritorna — in un tempo brevissimo — nella sua condizione stabile di funzionamento. Anche in questo caso quindi si ottiene la trasformazione di impulsi negativi, del tipo di quelli rappresentati alla figura 4, in segnali aventi forma rettangolare. Tali segnali, naturalmente, vengono prelevati ai capi della resistenza di carico di *V2*.

Il circuito monostabile che abbiamo ora descritto è del tipo con accoppiamento griglia-placca. Si può tuttavia introdurre, come nel caso dei multivibratori bistabili, un accoppiamento di catodo; in questo modo si ottiene un funzionamento del tutto analogo al precedente.

MULTIVIBRATORE ASTABILE

I multivibratori astabili comportano una differenza essenziale rispetto alle due categorie precedentemente descritte, per il fatto che le due solite condizioni di funzionamento sono entrambe instabili. Si rende quindi possibile il funzionamento di tale circuito quale generatore oscillante, ossia oscillante senza bisogno di segnali di comando provenienti dall'esterno.

Il tipo più classico di multivibratore astabile è rappresentato alla **figura 8**. La placca di ognuno dei triodi è accoppiata, mediante un condensatore, alla griglia dell'altro. In tal modo, se teniamo conto di quanto detto nel caso del multivibratore monostabile a proposito del suo pasaggio dalla condizione instabile a quella stabile, si comprende che ognuno dei due triodi rimane bloccato solamente durante il tempo richiesto per la carica del suo condensatore di griglia.

I multivibratori astabili non hanno tuttavia una buona stabilità in frequenza, poichè una pur lieve variazione nelle caratteristiche dei triodi, dei condensatori o delle resistenze, può modificare la frequenza di oscillazione. Per ottenere una frequenza stabile, è necessario sincronizzare dall'esterno la frequenza del segnale prodotto. Questo segnale *di sincronismo* non è indi-

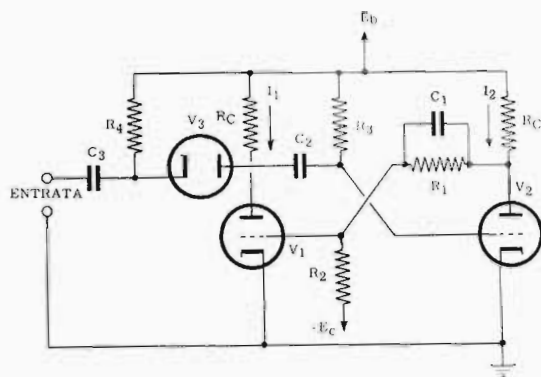



Fig. 7 - Circuito tipico di un multivibratore monostabile, con ingresso per impulsi esterni.

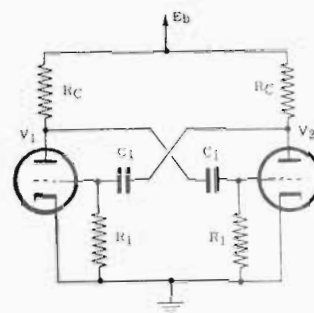



Fig. 8 - Multivibratore astabile. Questo circuito può autooscillare senza impulsi esterni.

spensabile al funzionamento del circuito, poichè il multivibratore astabile non ha bisogno, per il suo funzionamento, di impulsi di comando esterni. Esso è invece necessario, come abbiamo detto, per stabilizzare la frequenza.

Sincronizzazione mediante segnale sinusoidale

Supponiamo di applicare un segnale sinusoidale alla griglia della valvola *V1*. La tensione presente in origine su tale valvola è illustrata nel primo ciclo della **figura 9-A**. All'istante $t = 0$, la tensione di griglia è appena stata portata al di sotto della soglia di blocco. Se manca il segnale di sincronismo, il condensatore richiede, per scaricarsi sufficientemente fino alla sblocco della valvola, 5 microsecondi. Quando invece si applica alla griglia un segnale sinusoidale, il punto di sblocco viene raggiunto dopo soli 4,5 microsecondi. Ciò perchè le alternanze positive del segnale di sincronismo, aggiungendosi, come si vede nel secondo ciclo del segnale rappresentato alla figura 6-A, fanno sì che il punto di sblocco venga raggiunto in anticipo.

In questo modo, poichè il segnale di sincronismo ha una frequenza perfettamente costante, il multivibratore risulta anch'esso sincronizzato. Nel caso illustrato in A, la frequenza del segnale di sincronismo è pari a 6 volte la frequenza del multivibratore. Viceversa, la frequenza del multivibratore è un sesto di quella del segnale di sincronismo. Ad esempio, supponiamo che la frequenza propria di un multivibratore astabile sia di 12.500 Hz circa, senza però essere molto stabile: applichiamo a questo multivibratore un segnale di sincronismo la cui frequenza sia di 76.800 Hz. In questo modo la frequenza del circuito risulterà stabilizzata sul valore pari ad un sesto della frequenza di sincronismo ossia 12.800 Hz.

Il rapporto tra frequenza di sincronismo e frequenza d'uscita può venire cambiato variando opportunamente l'ampiezza del segnale di sincronismo. Ad esempio, se si accresce quest'ultima, il punto di sblocco viene raggiunto in un tempo inferiore (figura 9-**B**). In questo modo quindi, anche la frequenza del multivibratore aumenta. Infatti, come si può notare in figura, il punto di sblocco viene raggiunto in soli 2 cicli, e quindi — in questo caso — la frequenza d'uscita è pari ad un quarto di quella di sincronismo. Se quest'ultima è, riprendendo l'esempio precedente, di 76.800 Hz, quella d'uscita sarà di 19.200 Hz.

Sincronizzazione mediante impulsi

Un metodo più comune ed efficace per ottenere la stabilizzazione della frequenza d'uscita di un multivibratore è quello della sincronizzazione mediante impulsi. Questo metodo è più efficace per il fatto che, sovrapponendo un impulso alla normale tensione di griglia, si ottiene — come si può notare alla **figura 10**, una variazione di tensione più ben definita. Nella sincronizzazione mediante onde sinusoidali, la variazione di tensione è graduale; di conseguenza, la soglia di sblocco può venire raggiunta, nei successivi cicli, in istanti leggermente differenti. Nella sincronizzazione mediante impulsi, invece, l'istante in cui la tensione subisce lo sbalzo in senso positivo è molto ben determinata, e quindi la frequenza d'uscita risulta maggiormente stabilizzata.

Alla figura 10 è rappresentata la sincronizzazione del segnale d'uscita di un multivibratore, ottenuta a mezzo di impulsi positivi applicati alla griglia dalla valvola *V1*. Solamente gli impulsi che provocano il passaggio della valvola dalla condizione bloccata a quella di funzionamento hanno effetto sulla frequenza e sulla durata del segnale d'uscita. Per esempio, quando si applica al circuito l'impulso *A*, esso non accresce la tensione di griglia fino alla soglia di sblocco, e quindi la valvola rimane nello stato di non conduzione. Gli impulsi *B* e *C* capitano durante il periodo di conduzione, e quindi non hanno altro effetto che l'accrescimento momentaneo delle correnti di griglia e di placca.

L'impulso *D*, invece, determina il passaggio dallo stato di blocco allo stato di conduzione più presto che non se l'impulso fosse assente. Infatti, la tensione di griglia supera il punto di sblocco all'istante $t = 9{,}5$ invece che all'istante $t = 10$. Gli impulsi *E*, *F*, e tutti i sucessivi, determinano poi il proseguimento del fenomeno, e quindi provvedono alla sincronizzazione della frequenza di uscita.

Si può ottenere la sincronizzazione anche mediante l'uso di impulsi di sincronismo negativi. Il processo è illustrato alla **figura 11**. In questo caso gli impulsi vengono applicati alla griglia della valvola che conduce, la quale provvede ad amplificarli invertendoli di fase, ossia rendendoli positivi. Questi impulsi positivi ven-

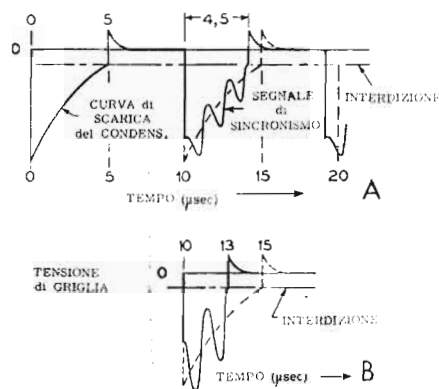



Fig. 9 - Analisi del comando di un multivibratore astabile con segnali sinusoidali.

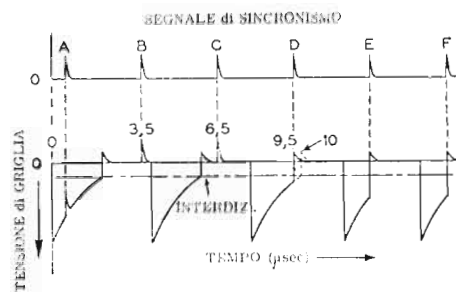



Fig. 10 - Analisi del processo di sincronizzazione di un multivibratore con impulsi positivi.

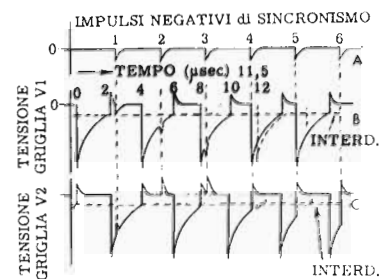



Fig. 11 - Sincronizzazione mediante impulsi negativi.

gono trasferiti mediante il condensatore di accoppiamento, sulla griglia della valvola bloccata, e provvedono — con un procedimento eguale a quello illustrato in precedenza — a sbloccarla ad intervalli regolari. Si perviene quindi, anche con questo metodo, ad una sincronizzazione.

OSCILLATORI AUTOBLOCCANTI

Si tratta di particolari tipi di oscillatori che vengono usati per determinare degli impulsi. Essi funzionano con un trasformatore che determina una reazione molto spinta tra il circuito di placca ed il circuito di griglia. Per il loro funzionamento non è richiesta la presenza di alcun segnale di comando all'entrata, in quanto essi sono dei veri e propri generatori.

Un esempio tipico di oscillatore autobloccante è rappresentato alla **figura 12**. Essenzialmente, il circuito è costituito da una valvola, generalmente un triodo, e da un trasformatore che determina il citato processo di reazione positiva, tra i circuiti di placca e di griglia.

Poichè la griglia è inizialmente al potenziale del catodo (non si ha perciò alcuna caduta di potenziale attraverso *R*1), la corrente di placca fluisce nella direzione indicata. Questa corrente, che va aumentando da zero fino ad un valore massimo, determina una caduta di potenziale sempre crescente nel primario del trasformatore (P), la quale — a sua volta — induce una tensione nel secondario. Di conseguenza, si ha una corrente attraverso il secondario che inizia a caricare il condensatore *C*1 attraverso la resistenza *R*1. La caduta di pontenizale ai capi di *R*1 determina un aumento della tensione di griglia. Ciò provoca un aumento proporzionale della corrente di placca, ed anche un certo flusso di corrente di griglia. Non appena la corrente di griglia si manifesta, il processo di carica del condensatore avviene attraverso la valvola e non più attraverso la resistenza *R*1. Ciò perchè quest'ultima è alquanto elevata rispetto alla resistenza interna della valvola presente tra catodo e griglia. In questo modo, il tempo di carica viene ad abbreviarsi, e questo fenomeno avviene fino a che un ulteriore incremento della tensione di griglia non provoca più un aumento della corrente di placca. Tale condizione viene detta *di saturazione*.

Il valore momentaneo stazionario della corrente di placca, che ha luogo quando è raggiunta la saturazione, produce una riduzione nel campo del trasformatore. Per questa ragione si genera nel secondario una tensione relativamente alta, di polarità invertita (negativa rispetto a massa), che causa una parziale scarica molto rapida del condensatore *C*1. La tensione che, in conseguenza di ciò, si sviluppa ai capi di *R*1, porta la griglia della valvola al di sotto della soglia di interdizione. In questo modo la valvola si blocca.

Il condensatore *C*1 continua a scaricarsi attraverso *R*1, ad una velocità determinata dalla costante di tempo *R*1 - *C*1. La tensione di griglia va quindi aumentando, ossia diviene meno negativa, finchè raggiunge la soglia di sblocco. Da qui, si ha l'inizio di un nuovo ciclo.

L'oscillatore autobloccante può, come il multivibratore astabile, venire sincronizzato mediante impulsi di sincronismo di frequenza appropriata. Se tali impulsi sono applicati al circuito di griglia poco prima che quest'ultimo raggiunga la tensione di sblocco, e sono di ampiezza sufficiente per portarla al di sopra di tale limite, la valvola inizia il processo di conduzione prima di quanto avverrebbe se non vi fosero gli impulsi. Il procedimento è del tutto analogo a quanto avviene nella sincronizzazione dei multivibratori astabili.

GENERATORI di DENTI di SEGA

Un generatore di segnali a dente di sega è necessario allorchè occorre disporre di una tensione che aumenti linearmente col tempo, per poi tornare bruscamente a zero, o comunque al suo valore più basso. Come vedremo in una lezione molto prossima, i segnali a dente di sega vengono usati, tra l'altro, negli oscillografi a raggi catodici.

I generatori in questione si suddividono in due categorie, a seconda che siano liberamente oscillanti oppure comandati.

Un generatore di segnali a dente di sega liberamente oscillante produce dei segnali la cui frequenza è determinata dai valori dei vari elementi del circuito. Come al solito, anche in questo caso, è possibile introdurre una sincronizzazione esterna, avente come unico scopo la stabilizzazione della frequenza del segnale di uscita. I segnali di sincronismo possono essere sia alla stessa frequenza del segnale d'uscita, sia ad una fre-

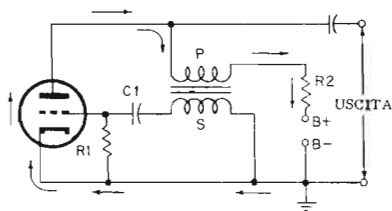



Fig. 12 - Circuito tipico di un oscillatore autobloccante. Può oscillare da solo, ossia senza l'ausilio di impulsi di comando esterni. Può essere sincronizzato, come il multivibratore astabile, mediante impulsi esterni.

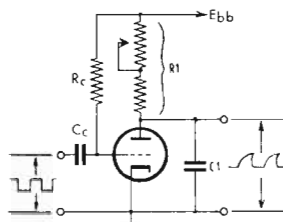



Fig. 13 - Circuito tipico di un generatore di segnali a dente di sega. Come si nota, per funzionare deve essere eccitato mediante segnali rettangolari applicati all'ingresso.

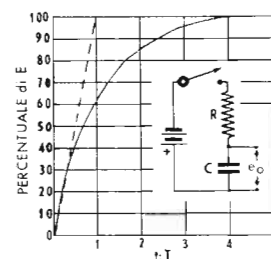



Fig. 14 - Analisi grafica del processo di carica di un condensatore in un circuito del tipo « RC » in serie.

quenza multipla.

I generatori comandati producono un'unica forma d'onda a dente di sega, ogni volta che un segnale pilota appropriato, in generale un impulso od un'onda quadra, viene applicato al loro ingresso.

Iniziamo lo studio di questi ultimi poichè i precedenti che utilizzano valvole a gas. sono — attualmente — scarsamente diffusi. Un classico tipo di generatore di segnali a dente di sega comandato è rappresentato alla **figura 13**. Esso richiede — per il suo funzionamento — la presenza al suo ingresso di un segnale ad onda rettangolare. per ottenere il segnale desiderato, si sfrutta il fenomeno di carica di un circuito *RC* in serie, rappresentato alla **figura 14**.

Come si vède, la prima parte della curva è relativamente lineare; essa può quindi venire adeguatamente sfruttata come tratto ascendente di un segnale a dente di sega. Riprendendo in considerazione il circuito di figura 13, possiamo osservare che, quando il segnale presente all'ingresso passa dal valore massimo al valore minimo, la tensione di griglia discende al di sotto della soglia di interdizione. In tal modo, la corrente attraverso la resistenza *R*1 scende a zero, e quindi la tensione ai capi di *C*1 sale bruscamente. In conseguenza di ciò, la tensione ai capi di *C*1 comincia ad aumentare secondo la curva di figura 14, il cui primo tratto è abbastanza lineare. La durata di questa fase dipende dalla frequenza del segnale ad onda quadra presente all'ingresso. Infatti, non appena si ha, all'ingresso, un brusco aumento di tensione dovuto al sopraggiungere della semialternanza positiva dell'onda rettangolare, la griglia della valvola sale oltre il punto di sblocco, e quindi la differenza di potenziale ai capi di *C*1 discende bruscamente al suo valore minimo. Essa permane a questo valore fino all'inizio di un nuovo ciclo negativo nel segnale di comando. Si ottiene, in tal modo, un segnale a dente di sega la cui frequenza è perfettamente sincronizzata con quella del segnale di ingresso.

Alla **figura 15** è rappresentato il circuito di un generatore di tensioni a dente di sega negativi, impiegante un pentodo come sorgente di corrente di carica costante. *V*1 e *V*2 sono, in condizioni normali, conduttrici. L'inizio del dente di sega negativo si ottiene quando viene applicato alla griglia di *V*1 un segnale negativo, che interdice la corrente attraverso la valvola. Naturalmente il valore della tensione negativa che si applica alla griglia di *V*1 deve essere eguale o maggiore della somma del potenziale di interdizione e della massima ampiezza del segnale desiderato in uscita.

Appena *V*1 si sblocca, *V*2 inizia a scaricare il condensatore *C*1. Man mano che *C*1 si scarica, la tensione sulla placca di *V*2 diminuisce. La corrente di placca, tuttavia, rimane essenzialmente costante poichè la resistenza dinamica di placca di *V*2 è relativamente alta, trattandosi di un pentodo. Al sopraggiungere della parte positiva dell'onda rettangolare presente all'ingresso, il triodo *V*1 si sblocca, e provoca un immediato aumento della tensione di placca di *V*2. in tal modo si ottiene il completamento del dente di sega negativo presente all'uscita. Anche in questo caso, variando il valore della resistenza *R*1, si perviene ad ottenere diverse inclinazioni del tratto discendente del segnale presente all'uscita.

Un altro tipo di circuito assai spesso usato per la produzione di tensioni a dente di sega è il cosiddetto generatore **Miller**. Esistono generatori Miller sia a triodo che a pentodo: ci occuperemo di questi ultimi, perchè di maggiore importanza pratica. Lo schema di un circuito Miller a pentodo è rappresentato alla **figura 16**. Gli impulsi di comando vengono inviati, questa volta, sulla griglia di soppressione. In condizioni normali, la tensione negativa della griglia di soppressione è tale che la corrente di placca è zero. Accade allora che il pentodo agisce come se fosse un triodo poichè la griglia schermo si comporta come una placca. Durante questo periodo, la tensione sulla griglia controllo è poco diversa da quella del catodo, a causa della notevole caduta di tensione ai capi della resistenza *R*, dovuta alla presenza di una corrente di griglia.

Se un impulso di tensione positiva viene applicato alla griglia di soppressione, il potenziale di quest'ultima sale oltre la soglia di interdizione, e — di conseguenza — si ha un brusco aumento della corrente di placca, che provoca una tensione ai capi della resistenza di carico del pentodo. La tensione sulla placca di questo scende infatti da E_{bb} ad $E_{bb} - \Delta E$. Successivamente, si ha un ulteriore aumento della corrente di placca, dovuto all'accoppiamento tra quest'ultimo elettrodo e la griglia controllo. Questa volta però l'aumento non è brusco, bensì lineare. La tensione di placca scenderà quindi linearmente al valore E_{bmin}. Quando il succes-

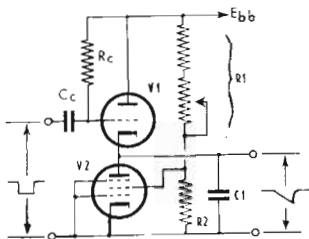



Fig. 15 - Circuito tipico per la produzione di segnali a dente di sega negativi. Anche questo circuito necessita di impulsi di comando rettangolari.

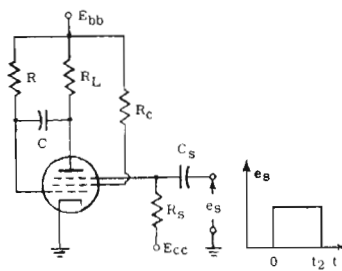



Fig. 16 - Esempio di circuito « Miller » a pentodo. A destra è visibile la forma degli impulsi di comando, applicati alla griglia di soppressione.

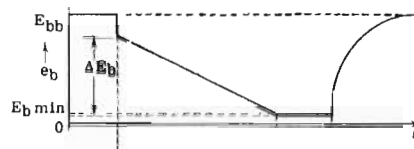



Fig. 17 - Rappresentazione grafica dell'andamento della tensione di placca del generatore « Miller » di figura 16. Il segnale assomiglia all'onda a dente di sega.

sivo impulso negativo perviene alla griglia di soppressione, la valvola si blocca, la corrente di placca scende bruscamente a zero, e l'unica corrente che percorre la resistenza R_L è quella di scarica del condensatore. In definitiva — riassumendo — la tensione sulla placca assume l'andamento della **figura 17**.

Come si vede, l'andamento presenta solo una certa somiglianza col classico tipo del dente di sega negativo.

Un circuito che, basandosi sul generatore « Miller », ottiene a questo riguardo risultati nettamente migliori, è il circuito detto **phantastron**. Uno schema tipico è rappresentato alla **figura 18**. In questo caso, il condensatore di reazione *C*1, è stato sostituito da un dispositivo più complesso, del quale fa parte anche un triodo, fungente da interruttore elettronico. In tal modo viene a mancare la « coda » al dente di sega, che si può notare nella forma d'onda di figura 17, poichè la scarica del condensatore non ha più influenza sulla tensione anodica del pentodo, effettuandosi la scarica attraverso il triodo. In questo circuito si può altresì notare la presenza dei diodi *D*1 e *D*2, la cui funzione è di limitare le tensioni positive rispetto a massa, rispettivamente della griglia e del triodo (e quindi della placca del pentodo) e della griglia di soppressione.

Un'altra caratteristica notevole del circuito « phantastron » qui descritto, è che una parte degli impulsi positivi viene applicata alla griglia schermo. In tal modo essi aiutano anche il brusco aumento della tensione che deve verificarsi sulla griglia schermo, in seguito alla diminuzione della corrente che percorre la sua resistenza di carico quando ha inizio la corrente anodica. Si ottengono sulla griglia schermo, dei segnali che si avvicinano notevolmente all'andamento di un'onda rettangolare. Si potrebbe quindi, trasferendo questi impulsi sulla griglia di soppresione, costruire un circuito « phantastron » liberamente oscillante, senza necessità di impulsi di comando esterni.

CIRCUITI per LA MODIFICA DI FORME D'ONDA

Nelle applicazioni pratiche, si rende qualche volta necessario — come si è accennato nella lezione precedente — cambiare o modificare delle forme d'onda. Queste modifiche possono venire efettuate mediante l'uso di circuiti *RC* ed *RL*, con appropriate costanti di tempo. I più comuni tra questi circuiti sono il circuito **differenziatore** ed il circuito **integratore**.

Circuiti di differenziatori — Tali circuiti producono una tensione di uscita le cui ampeizza è proporzionale alla velocità di variazione della tensione d'entrata. Ad esempio, se la tensione d'ingresso è di 5 volt all'istante $t = 2$, e 6 volt all'istante $t = 3$, la velocità di variazione è di 10 volt per microsecondo (ossia 10 per 10^6 volt per secondo).

Supponiamo che questa tensione venga applicata ad un differenziatore la cui uscita sia eguale alla velocità di variazione in microsecondi. In questo caso si ottiene una tensione di uscita di 10 volt. Di conseguenza, applicando un'entrata massima di 6 volt, si ottiene un'uscita di 10 volt, ossia un'uscita maggiore.

Ci limiteremo a considerare il più semplice tipo di circuito differenziatore, rappresentato alla **figura 19**. Còme si vede, esso è costituito da un semplicissimo circuito *RC*. Può venire usato per la differenziazione un condensatore, per il fatto che la corrente che lo attraversa è eguale alla velocità di variazione della tensione applicata, moltiplicata per la capacità del condensatore stesso. Essendo quest'ultima una costante, la corrente risulta proporzionale alla velocità di variazione della tensione.

Spesso è molto più conveniente avere in uscita una tensione invece che una corrente, per cui in serie al condensatore si dispone la resistenza *R*: in questo caso, ai capi della resistenza, si determina una tensione proporzionale alla velocità di variazione della tensione presente all'ingresso, anche la tensione ai capi della resistenza *R* sarà proporzionale alla velocità di variazione. Per questa ragione, il circuito ora descritto può essere utilizzato in qualità di differenziatore.

Consideriamo ora le tensioni d'uscita di un differenziatore, che si ottengono applicando in entrata i più comuni tipi di forme d'onda. Supponiamo innanzitutto di applicare all'ingresso una tensione continua. In questo caso, per quanto elevata sia la tensione applicata, essa rimane costante, ossia la sua velocità di variazione è zero. Pertanto, anche la tensione di uscita sarà zero.

Vediamo invece ciò che accade quando si applica all'ingresso di un circuito differenziatore una tensione che aumenta uniformemente, secondo una linea retta. Una tensione di questo tipo può considerarsi analoga a quella rappresentata dal tratto inclinato della forma

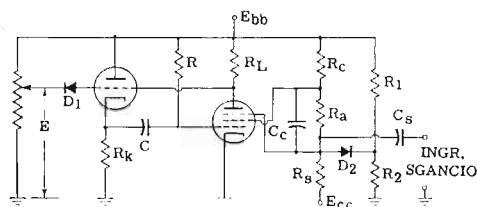



Fig. 18 - Circuito oscillatore a dente di sega del tipo « phantastron », derivato dal circuito « Miller ». Consente la produzione di segnali molto più regolari.

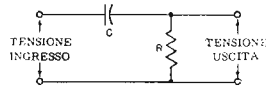



Fig. 19 - Esempio elementare di un circuito differenziatore. Il funzionamento si basa sulla caratteristica della costante di tempo RC. La corrente è proporzionale alla velocità di variazione della tensione applicata.

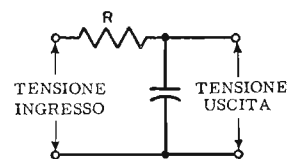



Fig. 20 - Circuito integratore, analogo al circuito differenziatore di figura 19. Come si nota, i componenti R e C sono stati invertiti. E' paragonabile ad un filtro elementare del tipo « passa basso ».

d'onda a dente di sega. In questo caso, la tensione aumenta in modo costante: la velocità di variazione è positiva (poichè la tensione aumenta) e costante. All'uscita del diferenziatore si ottiene pertanto una tensione continua positiva. Il valore di questa tensione dipende, naturalmente, dai valori scelti per *C* ed *R*.

Analogamente, una tensione che decresce uniformemente (tratto inclinato di un dente di sega negativo), determina all'uscita una tensione continua, ma questa volta negativa. Ciò perchè quando una tensione diminuisce, la sua velocità di variazione è appunto negativa.

Tenendo presenti questi tre casi fondamentali, risulterà facile al lettore determinare le tensioni che si ottengono all'uscita del differenziatore immettendo alla sua entrata qualunque tipo di forma d'onda avente un andamento geometrico (onda quadra, onda rettangolare, ad impulsi, a dente di sega, onde trapezoidali, ecc.).

Nel caso che la forma d'onda presente all'ingresso abbia — nel suo andamento — dei tratti curvilinei, la tensione che si ottiene all'uscita di un differenziatore non può venire determinata così facilmente. In tal caso, si ricorre a metodi matematici di natura abbastanza complessa. In base a questi metodi, comunque, si perviene alla conclusione che, per una tensione di ingresso sinusoidale, si ottiene una tensione di uscita ancora sinusoidale, ma sfasata di 180°

Se consideriamo che il circuito differenziatore è pressochè identico agli accoppiatori a resistenza e capacità che si usano spesso negli amplificatori, vediamo che tale tipo di accoppiamento risulta adeguato nel caso di forme d'onda sinusoidali, mentre nel caso di forme d'onda d'onda di altro tipo può, in generale, determinare modifiche rilevanti nel loro andamento. Nella tabella 81 della lezione che segue, rappresentiamo le forme d'onda che si ottengono all'uscita di un circuito differenziatore, in considerazione di diversi tipi di tensioni d'ingresso. Occorre ancora considerare che la risposta del circuito alle variazioni di tensione d'ingresso dipende dalla costante di tempo. Se questa è molto bassa, sono validi i ragionamenti finora da noi svolti. Nel caso di costanti di tempo più elevate occorre, per determinare le forme d'onda all'uscita, tener conto che la risposta del circuito viene notevolmente rallentata.

Circuiti integratori. — Un circuito integratore può essere considerato come un circuito di accumulo, la cui tensione di uscita è proporzionale al totale dell'energia imagazzinata. Il tipo più classico di circuito integratore, è rappresentato alla **figura 20**. Il principio di funzionamento è molto semplice. Come infatti sappiamo, la tensione presente ai capi di un condensatore è proporzionale alla carica elettrica. Più alta è detta carica, più alta è la tensione presente ai suoi capi. Se applichiamo al condensatore una corrente costante, la tensione aumenta con velocità costante. In teoria, quindi, basterebbe un condensatore per costituire un circuito integratore. La resistenza in serie si aggiunge per il fatto che è di solito più comodo integrare delle tensioni e non delle correnti, ossia applicare all'entrata del circuito segnali sotto forma di tensione. In tal caso, le tensioni che si applicano all'ingresso, determinano il fluire di una corrente, ad esse proporzionale, nella resistenza *R*, e quindi anche nel condensatore *C*.

Il circuito integratore di figura 20 può considerarsi dello stesso tipo di un filtro passa basso. L'unica differenza consiste nel fatto che, perchè possa agire come circuito integratore, occorre che la sua costante di tempo sia per lo meno dieci volte più elevata.

Un altro tipo di circuito integratore si può ottenere disponendo in serie tra loro una resistenza ed un'induttanza. In tal caso, il segnale di ingresso si applica agli estremi dell'assieme, mentre l'uscita viene prelevata ai capi della sola resistenza. Il funzionamento si basa sul fatto che, applicando ai capi di una induttanza una tensione costituita da impulsi rettangolari, durante il tratto positivo dell'impulso la corrente cresce con continuità dal valore zero ad un certo valore massimo, limitato alla durata dell'impulso. Naturalmente, occorre che la durata di quest'ultimo sia notevolmente inferiore alla costante di tempo del circuito integratore. Anche in questo caso, la resistenza che si dispone in serie, ha lo scopo di trasformare la variazione di corrente in variazione di tensione proporzionale.

Volendo progettare un tale tipo di circuito occorre, tuttavia, tenere conto della capacità distribuita, relativa all'avvolgimento dell'induttanza. Essa infatti, unita all'induttanza stessa, costituisce un circuito *LC*, che tende ad oscillare sulla propria frequenza di risonanza. Anche progettando con grande cura l'induttanza, non si riesce, sempre, ad eliminare tale tipo di oscillazioni parassite, che spesso si mescolano al segnale d'uscita.

DOMANDE sulle LEZIONI 91ª e 92ª

N. 1 —
Come si riesce a scomporre un segnale periodico avente una forma d'onda di tipo qualunque?

N. 2 —
Quali sono i diversi tipi di simmetria che può presentare una forma d'onda periodica?

N. 3 —
Le formule che dànno la reattanza induttiva e capacitiva, sono valide nel caso di qualunque segnale periodico che attraversa un'induttanza o un condensatore?

N. 4 —
Quali sono i due metodi fondamentali che permettono di prevedere il comportamento di una forma d'onda non sinusoidale, al suo passaggio attraverso un qualunque tipo di circuito elettronico?

N. 5 —
Quali sono i tipi di forme d'onda geometriche di uso più comune in elettronica?

N. 6 —
Quali armoniche mancano nei segnali ad onda quadra?

N. 7 —
Qual'è il principale fattore che determina l'ampiezza della banda passante che deve possedere un circuito, per non distorcere segnali non sinusoidali?

N. 8 —
Come si definiscono il « tempo di durata », il « tempo di salita » ed il « tempo di discesa » di un impulso?

N. 9 —
Quali sono gli effetti di un cattivo responso alle frequenze basse sui segnali ad impulsi?

N. 10 —
Quali sono gli effetti determinati da un cattivo responso del circuito alle frequenze basse sui segnali ad impulsi?

N. 11 —
Qual'è il tipo di segnale che si ottiene all'uscita dei circuiti multivibratori? Per quale ragione?

N. 12 —
Tra i diversi tipi di circuiti multivibratori, quali devono essere necessariamente eccitati mediante impulsi esterni, e quali invece possono oscillare da soli?

N. 13 —
Come si può pervenire alla sincronizzazione di un multivibratore astabile?

N. 14 —
Su quale fenomeno è basato il funzionamento della maggior parte dei generatori di segnali a dente di sega?

N. 15 —
Quale effetto si ottiene facendo passare un segnale di forma qualunque in un circuito differenziatore?

N. 16 —
Quale effetto si ottiene facendo passare un segnale di forma qualunque in un circuito integratore?

N. 17 —
Qual'è il principio di funzionamento su cui è basato l'oscillatore autobloccante?

RISPOSTE alle DOMANDE di Pag. 713

N. 1 — Tre: meccanico, ottico e magnetico.

N. 2 — A controllare l'asattezza e la costanza della velocità di rotazione di un disco.

N. 3 — L'intermittenza della luce fornita da una lampada a filamento alimentata da una corrente alternata, e l'inerzia della retina dell'occhio umano.

N. 4 — Due: in senso verticale ed in senso laterale. Attualmente viene adottato solo il senso laterale.

N. 5 — Che la sorgente luminosa sia alimentata da una corrente alternata.

N. 6 — In due modi: ad ampiezza costante ed a velocità costante.

N. 7 — La testina di registrazione converte i segnali elettrici in vibrazioni meccaniche della puntina: la testina di riproduzione converte invece le vibrazioni meccaniche della puntina in segnali elettrici.

N. 8 — Due: i tipi sensibili alla variazione di velocità di vibrazione della puntina e quelli sensibili invece alle variazioni dell'ampiezza di vibrazione.

N. 9 — Per correggere l'errore di tangenzialità rispetto al solco. Tale errore determina notevoli distorsioni all'inizio ed alla fine del disco.

N. 10 — Nei corpi ferromagnetici dolci, il magnetismo cessa non appena scompare la forza che lo determina. Nei corpi ferromagnetici duri, invece, permane.

N. 11 — La pre-magnetizzazione del nastro mediante una corrente a frequenza supersonica (ossia non udibile), alla quale viene sovrapposta la registrazione.

N. 12 — Facendo passare il nastro magnetico, con velocità rigorosamente costante, immediatamente davanti al traferro di un nucleo magnetico, eccitato dalle correnti foniche adeguatamente amplificate.

N. 13 — No. Infatti, particolarmente nei registratori economici, una sola testina viene usata per entrambi gli scopi. In tal caso esistono dei circuiti di commutazione che inseriscono automaticamente la testina allo ingresso o all'uscita dell'amplificatore, rispettivamente in riproduzione o in registrazione.

N. 14 — Facendo scorrere il nastro, con la consueta velocità, davanti ad una testina eccitata da una corrente a frequenza ultrasonica, con intensità adeguata.

N. 15 — La fedeltà del microfono, quella dell'amplificatore, la qualità della testina e la velocità di scorrimento del nastro.

N. 16 — Perchè in tal caso ogni ciclo di una frequenza elevata può esercitare la sua azione magnetizzante su un segmento di nastro la cui larghezza è maggiore di quella di una particella di ferro contenuta nell'ossido ivi depositato.

N. 17 — Facendo in modo che la curva di responso alla frequenza dell'amplificatore sia tale da compensare la non linearità.

N. 18 — Cinque volte la massima frequenza fonica da registrare.

N. 19 — Consentire un controllo che eviti di raggiungere livelli del segnale che magnetizzano il nastro fino alla saturazione.

In questa tabella riuniamo, per comodità del lettore, una serie di schemi di circuiti multivibratori a valvole, con relativi valori del componenti. A fianco degli schemi di impiego più frequente sono indicate le forme d'onda del segnale presente sui vari elettrodi delle valvole.

Le sigle indicate negli schemi e nelle forme d'onda hanno il seguente significato:

E_{bb} = massima tensione positiva (anodica)

E_{cc} = massima tensione negativa (polarizzazione di griglia)

E_{co} = tensione di interdizione della valvola

Sono dapprima rappresentati due esempi di circuiti multivibratori bistabili, uno dei quali di tipo normale, impiegante un doppio triodo *12AU7*, e l'altro di tipo speciale, funzionante con quattro pentodi *E180F*. Quest'ultimo multivibratore peresenta la caratteristica di un tempo di salita e di discesa estremamente breve, ed è quindi atto a generare onde rettangolari a frequenza molto elevata.

Vi sono poi due tipi di multivibratori monostabili: uno con accoppiamento placca-griglia e l'altro con accoppiamento di catodo. Infine, è rappresentato lo schema di un multivibratore astabile, funzionante con un doppio triodo *6J6* (oppure *ECC91*).

Poichè questi circuiti sono tutti di realizzazione e messa a punto assai facile, consigliamo la costruzione di almeno uno di essi, che potrà venire montato su un piccolo telaio di alluminio. Per l'alimentazione si può usufruire di un alimentatore separato.

Quando, nelle prossime due lezioni, studieremo lo oscillografo a raggi catodici, e descriveremo la costruzione di uno di questi strumenti, chi lo realizzerà praticamente potrà osservare direttamente sullo schermo le forme d'onda (da noi rappresentate nella colonna di destra) collegando l'entrata dello strumento ai piedini relativi ai vari elettrodi.

MULTIVIBRATORE MONOSTABILE con ACCOPPIAMENTO PLACCA - GRIGLIA
R1 = 1 Mohm
R2 = 1,5 Mohm
R3 = 25 kohm
R4 = 100 kohm
R5 = 1 Mohm
C1 = 47 pF
C2 = 700 pF
V1 = 12AU7
(ECC82)
Impulsi in entrata
Tensione sulla placca di V1
Tensione sulla griglia di V2
Tensione sulla placca di V2
Tensione sulla griglia di V1
MULTIVIBRATORE MONOSTABILE con ACCOPPIAMENTO di CATODO
R1 = 100 kohm
R2 = 1 Mohm
R3 = 10 kohm
R4 = 47 kohm
R5 = 3,3 kohm
R6 = 1 Mohm
C1 = 800 pF
V1 = 6J6
(ECC91)
Impulsi in entrata
Tensione sulla placca di V1
Tensione sulla griglia di V2
Tensione sul catodo
Tensione sulla placca di V2
MULTIVIBRATORE ASTABILE
R1 = 1 Mohm
R2 = 12 kohm
R3 = 12 kohm
R4 = 1 Mohm
C1 = 115 pF
C2 = 115 pF
V1 = 6J6
(ECC91)
Tensione sulla placca di V1
Tensione sulla griglia di V1
Tensione sulla placca di V2
Tensione sulla griglia di V2
Questo tipo di multivibratore, pur potendo essere impiegato quale generatore liberamente oscillante, viene di solito anch'esso comandato (o meglio, sincronizzato) mediante impulsi. Ciò perchè, senza sincronizzazione, il segnale presente all'uscita ha una frequenza assai instabile.

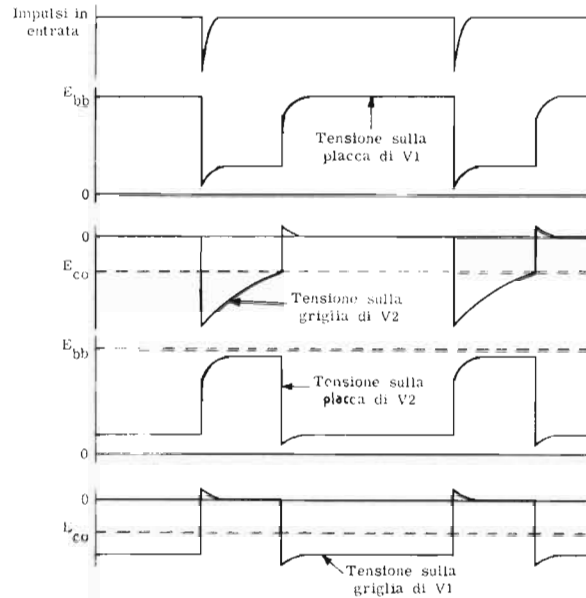
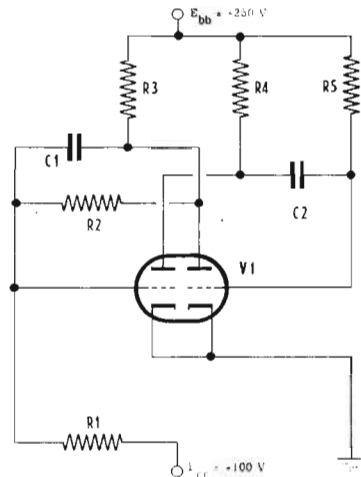
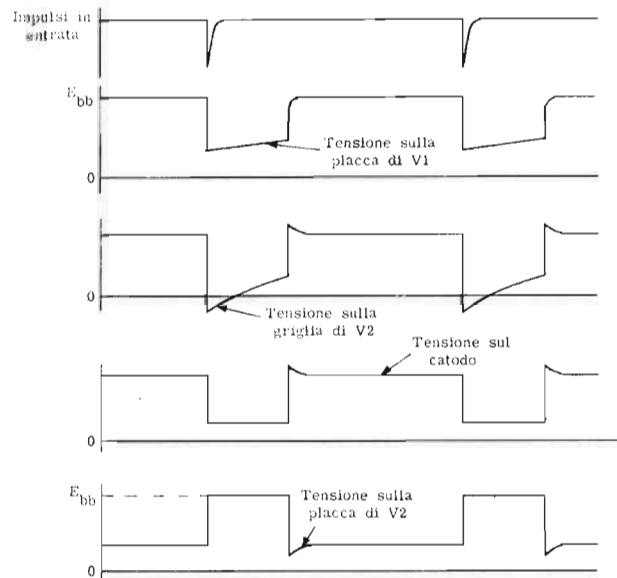
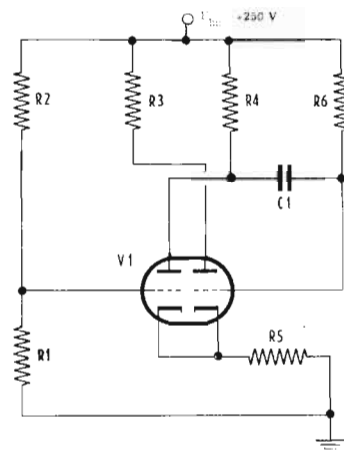
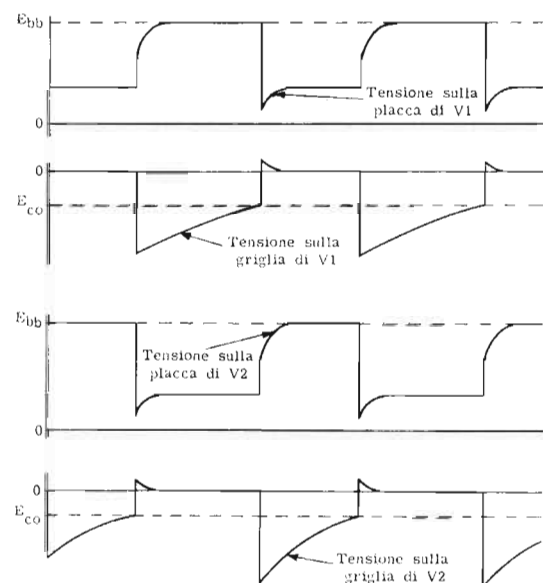
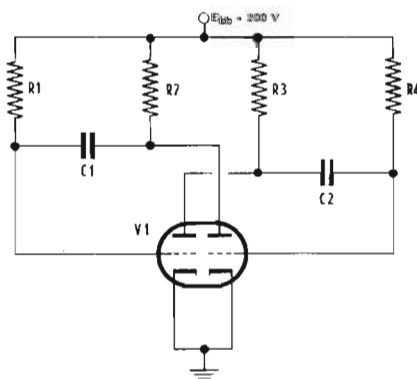



TABELLA 82 – ESEMPI di CIRCUITI MULTIVIBRATORI a TRANSISTORI

In questa tabella presentiano na serie di schemi di circuiti di multivibratori a transistori, alcuni dei quali con le relative forme d'onda.

Sono presentati diversi tipi di multivibratori bistabili; due tipi di multivibratori monostabili, uno dei quali con accoppiamento tra emettitori; un tipo di multivibratore astabile normale, ed uno con accoppiamento tra gli emettitori. Troviamo infine un esempio di multivibratore con accoppiamento induttivo.

Le sigle usate in riferimento ai segnali presenti ai vari elettrodi dei transistori hanno il seguente significato:

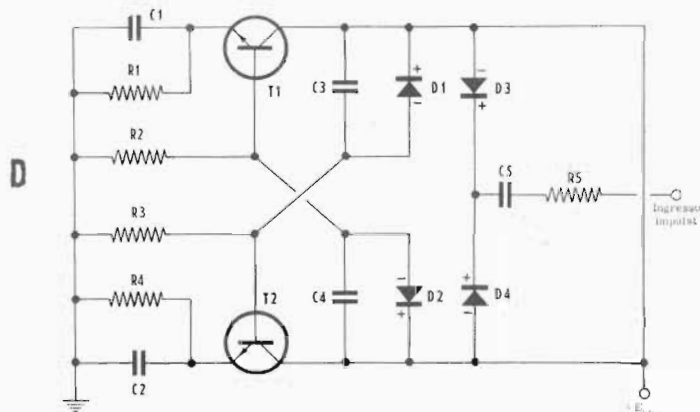
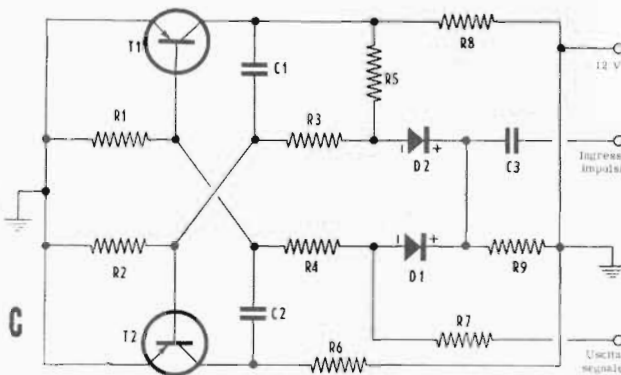
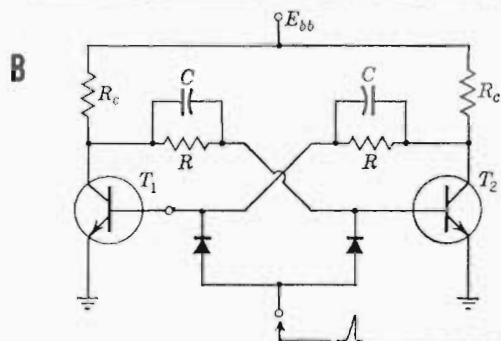
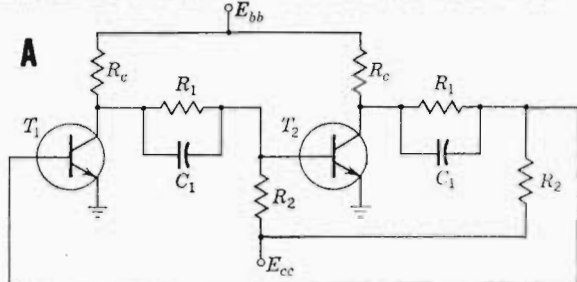
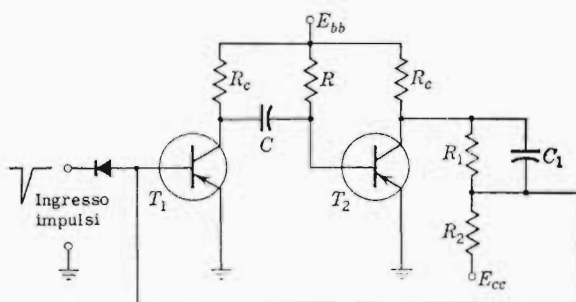
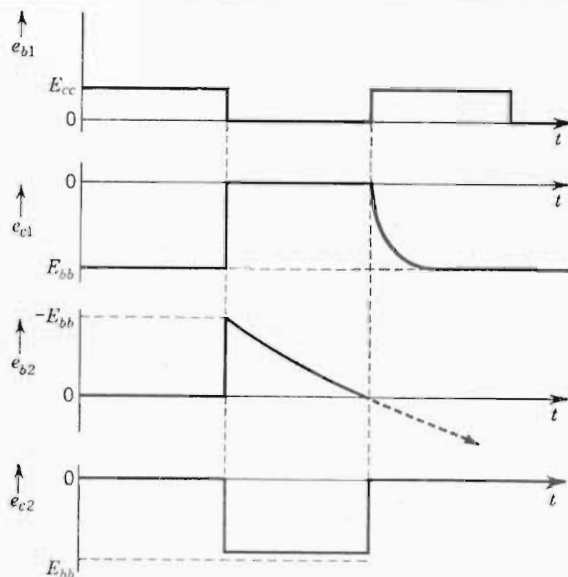
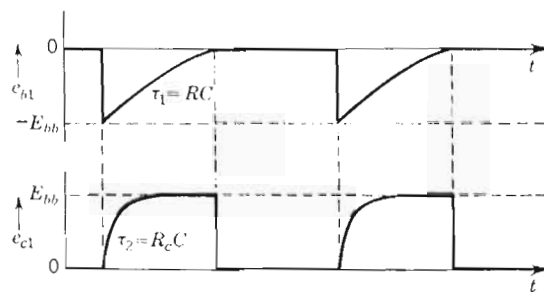
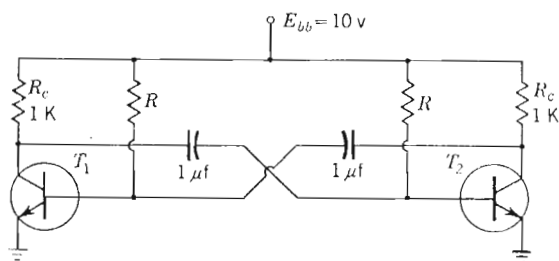
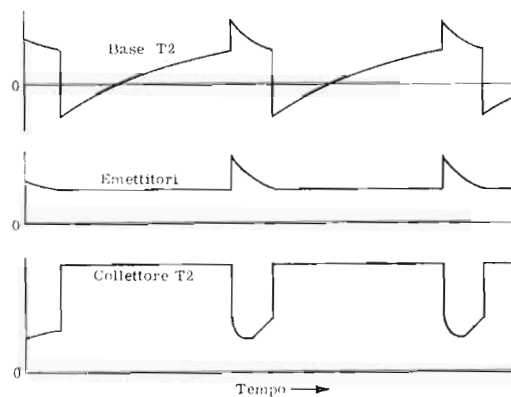
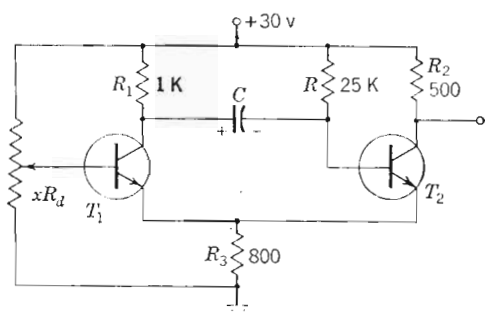
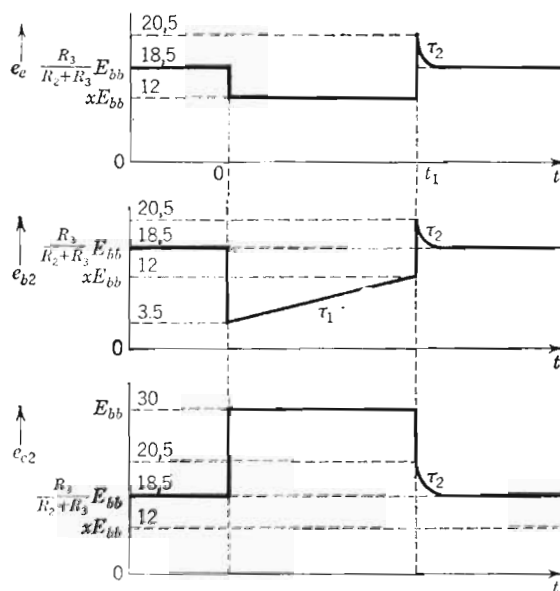
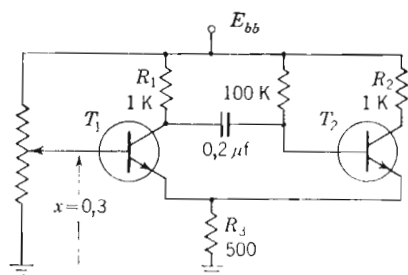
1) e_{c1} = tensione presente sul collettore di T1; e_{c2} = tensione presente sul collettore di T2.

2) e_{b1} = tensione sulla base di T1; e_{b2} = tensione sulla base di T2.

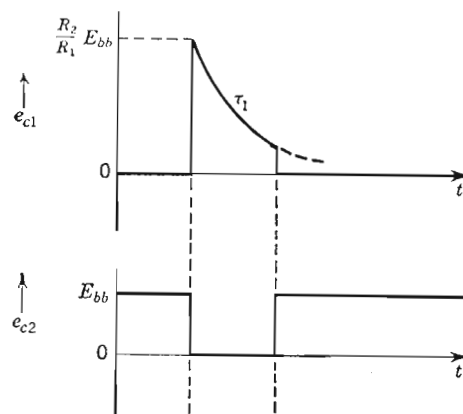
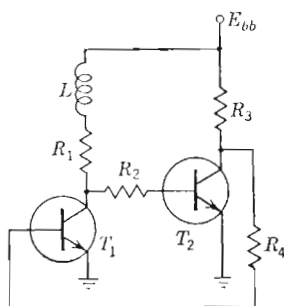
3) e_e = tensione sugli emettitori.

Anche questa volta, quegli schemi in cui vengono indicati anche i valori pratici, possono venire facilmente realizzati. I transistori da usare sono, in questo caso, dei normali tipi per Bassa Frequenza (OC 70, OC 71, OC 76).

MULTIVIBRATORI BISTABILI a TRANSISTORI

In **A** vediamo il più semplice esempio di multivibratore bistabile a transistori; in **B** si può osservare un circuito analogo, provvisto però di ingresso per impulsi di comando positivi. Un altro circuito di questo tipo, lievemente più complesso, è rappresentato in **C**; in questo caso gli impulsi di comando possono essere costituiti da onde quadre. Per evitare che in questi circuiti i transistori lavorino in zona di saturazione a causa del notevole ritardo che interviene nel passaggio dalla zona di conduzione alla zona di interdizione, occorre introdurre altri due diodi (D1 e D2 in **D**).

MULTIVIBRATORE MONOSTABILE a TRANSISTORI

Questo circuito, per il cui funzionamento sono necessari impulsi di comando negativi, è del tutto analogo al circuito corrispondente a valvole. La linea tratteggiata che continua il segnale sulla base di T2, prosegue fino al valore Ebb.

MULTIVIBRATORE ASTABILE A TRANSISTORI

MULTIVIBRATORE MONOSTABILE con ACCOPPIAMENTO tra gli EMETTITORI

MULTIVIBRATORE ASTABILE con ACCOPPIAMENTO tra gli EMETTITORI

In questo caso uno degli accoppiamenti tra base e collettore è stato sostituito da un collegamento diretto tra i due emettitori. Essi utilizzano infatti un'unica resistenza di polarizzazone

MULTIVIBRATORE con ACCOPPIAMENTO INDUTTIVO

Nei circuiti con accoppiamento a capacità trattati finora, uno delle due condizioni di funzionamento implicava l'interdizione del transistore (o della valvola): in questo caso, invece, questa condizione viene sostituita da quella di saturazione, e l'elemento atto a determinarla non è quindi più un condensatore, bensì un induttanza

Abbiamo qui riunito due tipici schemi di oscillatori autobloccanti a transistori, con forme d'onda relative, e due circuiti generatori di denti di sega del tipo « Miller », di cui uno a valvola ed uno a transistore. La differenza tra i circuiti « Miller » qui rappresentati e quelli illustrati alla lezione precedente deriva dal tipo di valvola impiegata. I circuiti « Miller » a triodo, qui descritti, hanno un tempo di risposta più lungo di quelli a pentodo, descritti alla lezione precedente.

In **A** vediamo il più semplice tipo di oscillatore autobloccante a transistori, le cui forme d'onda sugli elettrodi sono rappresentate in **B**. Per ottenere che il transistore non funzioni oltre il limite di saturazione, si inserisce nel circuito il diodo Zener D_S, che inizia a condurre appunto prima di questo limite (caso **C**). L'altro diodo D_B conduce quando la tensione è superiore ad E_B. In tal modo si ottiene sul collettore la forma d'onda rappresentata in **D**.

I generatori Miller possono funzionare sia con un pentodo che con un triodo (od un transistore). Il principio di funzionamento è il medesimo se si eccettua il fatto che — nel caso del pentodo — non si rende necessario l'interruttore esterno, poichè basta applicare degli impulsi di tensione apprcpriata al soppressore per ottenere questa funzione. Inoltre, nel caso del pentodo, si ha un tempo di risposta più veloce. In A vediamo rappresentato un generatore Miller a transistore, mentre in **B** e **C** abbiamo un generatore a triodo, del tutto equivalente al precedente, con le relative forme d'onda.

HEATH COMPANY

HEATHKIT

a subsidiary of Daystrom, Inc.

RF Signal Generator

MODELLO

RF-1

REQUISITI

- Portatile, preciso.
- Consigliato per il servizio tecnico.
- Modulazione interna ed esterna.

CARATTERISTICHE

GAMME DI FREQUENZA:

Banda A	100 kHz ÷ 320 kHz.
Banda B	310 kHz ÷ 1100 kHz.
Banda C	1 MHz ÷ 3,2 MHz.
Banda D	3,1 MHz — 11 MHz.
Banda E	10 MHz — 32 MHz.
Banda F	32 MHz — 110 MHz.
Armoniche tarate	100 MHz — 220 MHz.
Precisione	2%.

USCITA:

Impedenza	50 Ohm.
Tensione	eccedente 0,1 Volt (ogni banda).

MODULAZIONE:

Interna	400 Hz con una profondità di circa il 30%.
Esterna	3 Volt ai capi di 50 kΩ con una profondità di circa il 30%.
Uscita di BF a 400 Hz	circa 10 volt a circuito aperto.
Tubi impiegati	VI-12AT7 - oscillatore RF. V2-6AN8 - modulatore e stadio di uscita RF.
Alimentazione	105-125 Volt CA; 50 ÷ 60 Hz; 15 W.
Dimensioni della custodia in alluminio	larghezza cm. 16,2; altezza cm. 23,8; profondità cm. 12,5.
Peso netto	Kg. 2.

RAPPRESENTANTE GENERALE PER L'ITALIA

soc. r. l. **MILANO** P.zza 5 GIORNATE 1
Telefoni: 795.762 - 795.763

AGENTI ESCLUSIVI DI VENDITA PER: LAZIO - UMBRIA - ABRUZZI
Soc. FILC RADIO - ROMA
Piazza Dante, 10 - Telefono 736.771

EMILIA - MARCHE
Ditta A. ZANIBONI - BOLOGNA
Via Azzogardino, 2 - Telefono 263.359

---

2 nuovi registratori

G 257

Risposta da 80 a 6.500 Hz — Velocità del nastro 4,75 cm/sec — Registrazione a doppia traccia (durata 1 ora e mezza per bobina) — Comandi a 5 pulsanti — Indicatore lineare a grande scala dello svolgimento del nastro — Agganciamento automatico del nastro nella bobina di raccolta — Alimentazione con c. a. da 110 a 230 volt — Consumo 20 VA — Telaio isolato dalla rete c. a. — Può funzionare in auto, con convertitore per 6, 12, 24 V. c.c. — Dimensioni: cm 26 x 17 x 10 — Peso kg. 2,9 — Microfono di alta qualità a corredo — Vastissima gamma di accessori, accoppiatori, miscelatore, ecc. — Mobile infrangibile in « moplen ».

Lire 29.500

G 268

Lire 56.000

3 velocità del nastro: 9,5 - 4,75 - 2,38 cm/sec — Risposta a 9,5 cm/sec: da 50 a 12.000 Hz — Registrazione a doppia traccia su bobine ⌀ 127 mm (260 m) — Durata di una bobina: 1 ora e ½ a 9,5 cm/sec (Alta Fedeltà); 3 ore a 4,75 cm/sec (musica leggera); 6 ore a 2,38 cm/sec (parlato) — Comandi a pulsanti — Presa per comandi elettrici a distanza da microfono apposito, oppure da tastiera o pedaliera — Presa per il controllo in cuffia — Indicatore dello svolgimento del nastro — Controllo di tono — Alimentazione con c.a. da 110 e 220 volt — Consumo: 45 VA — Telaio isolato dalla rete c. a. — Dimensioni: cm 33x22x16 — Peso kg 5,8 — Microfono ad Alta Fedeltà, a corredo — Accessori per qualsiasi impiego — Possibilità di sincronizzazione sonora dei film 8 mm — Mobile infrangibile, a due colori.

corso di RADIOTECNICA

pubblicazione settimanale - 1 - 6 maggio 1961 - un fascicolo lire 150 32° numero

corso di

RADIOTECNICA

settimanale a carattere culturale

Direzione, Amministrazione, Pubblicità:
Via dei Pellegrini 8/4 - Telef. 593.478

MILANO

Ogni fascicolo — contenente 3 lezioni — costa lire 150, acquistato alle edicole.

Se l'edicola risulta sprovvista, o si teme di rimanere privi di qualche numero, si chieda invio settimanale direttamente al proprio domicilio a mezzo abbonamento.

Il versamento per ricevere i 52 fascicoli costituenti l'intero Corso è di lire 6500 + I.G.E. = lire 6630. A mezzo vaglia postale, assegno bancario, o versamento sul conto corr. postale 3/41.203 del « Corso di RADIOTECNICA » - Via dei Pellegrini 8-4 - Milano. In ogni caso, scrivere in modo molto chiaro e completo il proprio indirizzo.

L'abbonamento può essere effettuato in qualsiasi momento; si intende comprensivo delle lezioni pubblicate e dà diritto a ricevere tali lezioni, che saranno inviate con unica spedizione.

Estero: abbonamento al Corso, Lit. 8.500. ($ 15). Numeri singoli Lit. 300 ($ 0,50).

Per i cambi di indirizzo durante lo svolgimento del Corso, unire lire 100, citando sempre il vecchio indirizzo.

Fascicoli singoli arretrati — se disponibili — possono essere ordinati a lire 300 cadauno. Non si spedisce contrassegno.

Distribuzione alle edicole di tutta Italia: Diffus. Milanese . Via Soperga, 57 - Milano.

Direttore responsabile: Giulio Borgogno.

Autorizzaz. N. 5357 - Tribunale di Milano.

Stampa: Intergrafica S.r.l. - Cologno Monzese.

La Direzione non rivende materiale radio; essa può comunicare, se richiesta, indirizzi di Fabbricanti, Importatori, Grossisti ecc. in grado di fornire il necessario ed ai quali il lettore può rivolgersi direttamente.

Alla corrispondenza con richiesta di informazioni ecc. si prega allegare sempre il **francobollo per la risposta.**

Parte del testo e delle illustrazioni è dovuta alla collaborazione del Bureau of Naval Personnel, nonchè al Dept. of the Army and the Air Force - U.S.A.

A chi può essere utile questo Corso? Anzitutto — stante la sua impostazione — il Corso, basato sull'esposizione in forma a tutti accessibile, della radiotecnica, dai suoi elementi basilari alla evoluzione più recente, rappresenta la forma ideale per tutti coloro che intendono dedicarsi all'elettronica, sia come forma ricreativa sia — soprattutto — per l'acquisizione di una professione specializzata che possa procurare loro una posizione di privilegio in seno alla società odierna.

Anno per anno, la nostra civiltà si indirizza sempre più verso questa meravigliosa, si potrebbe dire fascinosa, elettronica, che nel modo più evidente consente sviluppi impensati, progressi grandiosi e una rapida evoluzione di tutti gli altri rami dello scibile che essa tocca e influenza.

L'industria, tutta l'industria, nel senso più ampio, da quella elettrotecnica a quella meccanica, alla metallurgica, alla chimica ecc., con i suoi laboratori di ricerca e le sue fabbriche richiede, e richiederà sempre più, con un ritmo rapidamente crescente, tecnici specializzati con conoscenza dell'elettronica, tecnici specificatamente elettronici e persino operai e impiegati di ogni ordine e categoria con cognizioni di elettronica.

Si può dire che anche le branche commerciali, quelle dei trasporti e persino quelle amministrative con le recenti introduzioni delle calcolatrici, abbisognano di personale che conosca i principi dell'elettronica, le macchine relative, il loro pieno sfruttamento, la eventuale riparazione ecc. e, quanto più in modo completo, quanto meglio.

Nasce, da una tale situazione, una logica conseguenza: per la scelta di una professione o di un mestiere, per un miglioramento della propria posizione sociale, per l'intrapresa di una libera attività o anche per la sola acquisizione di cognizioni che indubbiamente verranno oltremodo utili, è quanto mai opportuno riflettere se non sia conveniente dedicare un po' di tempo allo studio di questa scienza che ha tra l'altro il pregio di rendersi immediatamente attraente, concreta, accessibile e foriera di moltissime soddisfazioni.

A questo scopo appunto, e con questi intenti, è stato redatto questo Corso.

Non mancano invero altri corsi (specie per corrispondenza) o scuole di radiotecnica, nè mancano (sebbene siano in numero del tutto inadeguato) scuole statali o pareggiate ma la struttura e l'impostazione che caratterizzano queste 156 lezioni sono alquanto particolari, presentando non pochi vantaggi sulle diverse altre forme di cui si è detto.

Anzitutto vogliamo porre in evidenza **il fattore economico.**

Frequentare regolarmente, durante tutto l'anno, una scuola è certo il modo più logico — anche se non il più rapido — per apprendere ma, tralasciando il fatto che rarissimi sono gli Istituti di radiotecnica, è a tutti possibile dedicarsi esclusivamente, e per l'intero anno, allo studio? Noi riteniamo che chi può farlo costituisca oggi assai più l'eccezione che la regola. Ciò significa infatti poter disporre liberamente del proprio tempo senza avere la necessità di un contemporaneo guadagno: il nostro Corso permette a chiunque di studiare a casa propria, nelle ore libere dal lavoro, senza abbandonare o trascurare quest'ultimo. Ciò caratterizza invero anche altri corsi, ma il vantaggio economico diviene notevole ed evidentissimo se si considera che di fronte all'esborso, anche se rateale, di quasi 80.000 lire che i corsi per corrispondenza richiedono, seguendo il nostro Corso la spesa in un anno risulta di poco più di 7500 lire (150 lire alla settimana presso un'edicola) o di 6630 lire totali, con recapito postale, settimanale, delle lezioni a domicilio.

E' superfluo dire che la Modulazione di Frequenza, i transistori, i circuiti stampati, la trasmissione, il telecomando ecc. sono argomenti integrali del Corso e non costituiscono motivo di corsi speciali, aggiunti o particolari.

Le lezioni di questo Corso — a differenza di molte altre — non sono stampate con sistemi di dispensa, a ciclostile, o con sistemi più o meno analoghi, derivanti cioè da un originale battuto a macchina da scrivere; esse sono stampate in uno stabilimento grafico, con chiari caratteri tipografici da cui deriva una assai più agevole lettura e — fattore certamente di non secondaria importanza — un contenuto molto più ampio, corrispondendo una pagina a stampa a tre o quattro pagine di quelle citate. Il lettore avrà, alla fine del Corso, un volume di ben 1248 pagine di grande formato!

Chiunque, indipendentemente dall'età, dalla professione e dalle scuole compiute **può seguire il Corso.** Alle esposizioni teoriche si abbinano numerose, attraenti, istruttive ed utili descrizioni che consentono la realizzazione di ricevitori, amplificatori, strumenti vari e persino di trasmittenti su onde corte.

A questo proposito è sintomatico il fatto che la Direzione non vuole assolutamente assumere la fisionomia di un fornitore o commerciante di materiale radio, rivendendo agli allievi le parti necessarie. Il materiale occorrente l'interessato può acquistarlo dove e come meglio crede e, assai spesso anzi, già ne dispone. Viene così evitato l'acquisto forzoso, caratteristico più o meno di tutti gli altri corsi.

Anche chi è già radiotecnico, anche chi ha seguito o segue altri corsi troverà il massimo tornaconto in questo completo ed aggiornato lavoro. Molte nozioni, è logico, saranno note, altre un po' meno e sarà utile rinfrescarle, e il tutto infine costituirà un manuale di consultazione, prezioso tanto per la teoria esposta quanto per i numerosi schemi, per le tabelle, per i grafici, gli elenchi, i dati, il vocabolario dei termini ecc.

Concludendo, si può affermare che questo **Corso di Radiotecnica** oltre che come insegnamento graduale si presenta come **enciclopedia e rivista assieme** ciò che permette di formare — con modestissima spesa — **il più completo, ricco, utile e pratico volume di radiotecnica di cui sia dato oggigiorno disporre.**

IL TUBO A RAGGI CATODICI

Nel 1898, quando la valvola termoionica non era ancora nota, uno scienziato che si occupava di ricerche fisiche, Karl F. Braun, creò un tipo particolare di valvola.

La costruzione era relativamente semplice, come è illustrato schematicamente alla **figura 1**. Si trattava in sostanza di un elettrodo metallico (*K*), collocato internamente ad una delle estremità di un involucro di vetro e munito di un collegamento che si prolungava attraverso il vetro stesso verso l'esterno. Un secondo elettrodo metallico (*A*), funzionante da anodo, era posto internamente al tubo ad una certa distanza dal primo, lungo l'asse. Tale elettrodo era prolungato verso l'alto, ed un conduttore ad esso connesso sporgeva attraverso il bulbo onde consentire un collegamento elettrico. All'incirca in corrispondenza della metà della lunghezza del tubo, si trovava una specie di diaframma, o piastrina circolare munita di un foro al centro: questo diaframma (*B*) era collocato quasi alla fine della parte stretta, detta « collo », e si adattava perfettamente al diametro interno del tubo. Un ultimo elettrodo (*S*) isolato, sul quale era stato depositato un sottile strato di speciali sostanze chimiche, era installato all'altra estremità del tubo, ed appoggiato contro la superficie interna della parte piatta. Quest'ultimo elettrodo era lo « schermo ».

Nel tubo veniva praticato il vuoto. Tra il catodo (*K*) e l'anodo (*A*) veniva applicata una differenza di potenziale notevole, pari a circa 50.000 volt, con polarità tale che l'anodo risultasse positivo rispetto al catodo. L'alta differenza di potenziale presente tra i due elettrodi citati determinava l'estrazione forzata di *cariche negative* dal catodo, e lo spostamento di queste cariche, rapidissimo e progressivamente accelerato, verso lo schermo. All'epoca in cui tale tubo fu sperimentato, l'identificazione delle cariche emesse dal catodo con gli elettroni propriamente detti era ancora in dubbio. Era stato tuttavia assodato che dette particelle catodiche recavano cariche negative, e che potevano essere attratte da un elettrodo polarizzato con un potenziale positivo. Non fu che vari anni dopo che le cariche negative stesse furono riconosciute come elettroni secondo il concetto moderno. Di conseguenza, non è affatto strano che le particelle estratte dal catodo dessero al dispositivo il nome di « tubo a raggi catodici ».

Le cariche negative si staccavano dal catodo, distribuendosi nello spazio circostante con un movimento direzionale in avanti, come illustrato dalle linee tratteggiate nella figura 1. A causa però del diaframma, (*B*), la maggior parte di esse veniva intercettata dalla piastrina che conteneva il foro. Ciò nonostante, esse penetravano in numero sufficiente nell'apertura, e continuavano il loro spostamento fino allo schermo, costituendo così una debole corrente. La loro presenza nel tubo, ed il loro arrivo sullo schermo, erano denunciati da una luminescenza di quest'ultimo nel punto colpito direttamente dal fascio delle cariche. Tale fenomeno prende il nome di « fluorescenza ».

Scopo ultimo del tubo era quello di costituire un mezzo atto ad indicare gli spostamenti di un raggio catodico sotto l'influenza di campi magnetici o elettrostatici.

La necessità della presenza di una tensione particolarmente elevata sull'anodo del tubo di Braun, allo scopo di estrarre gli elettroni dal catodo, impose però numerose e serie limitazioni all'utilità del dispositivo. Dal momento che gli amplificatori a valvole termoioniche erano allora sconosciuti, e che l'alta tensione anodica dava alle cariche che costituivano il raggio una notevole velocità, detto tubo poteva essere utilizzato solo allorchè erano disponibili tensioni e correnti di valore molto alto per determinare campi magnetici ed elettrostatici tali da riuscire a deviare il raggio stesso.

Tra i vari sistemi per introdurre un campo elettrostatico è da annoverarsi l'applicazione di una coppia di placchette parallele, tra le quali era presente una grande differenza di potenziale. Le placchette in questione venivano applicate su due lati opposti dell'involucro del tubo, lungo il percorso del raggio compreso tra il diaframma e lo schermo. Il campo di deflessione elettromagnetica fu invece ottenuto mediante due avvolgimenti piatti collegati in serie tra loro e percorsi da corrente; ciascuno di essi era collocato ad un lato del tubo, coassialmente, in modo tale che i due campi rispettivi si sommassero.

J.B. Johnson creò in seguito un nuovo tipo di tubo, che da lui prese il nome e che fu presentato nel 1921. Anche questo tipo, illustrato alla **figura 2**, consisteva in un involucro di vetro, ed aveva la forma caratteristica di un imbuto, col collo stretto che, ad un certo punto, si allargava per poi terminare ad una superficie piana di chiusura. All'interno della parte stretta era installato il filamento che poteva essere reso incandescente ad opera della corrente erogata da una batteria esterna, fino a raggiungere una temperatura abbastanza elevata da consentire l'emissione di elettroni

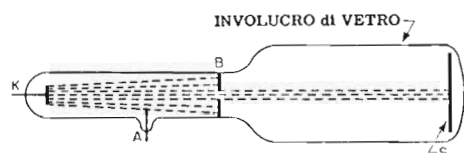



Fig. 1 - Il tubo ideato da Braun può essere considerato la base di partenza del tubo a raggi catodici odierno. Necessitava di una tensione molto elevata tra l'elettrodo K e l'elettrodo A per dar luogo al fascio elettronico che, attraversando una foratura del diaframma B, colpiva S rendendolo luminescente.

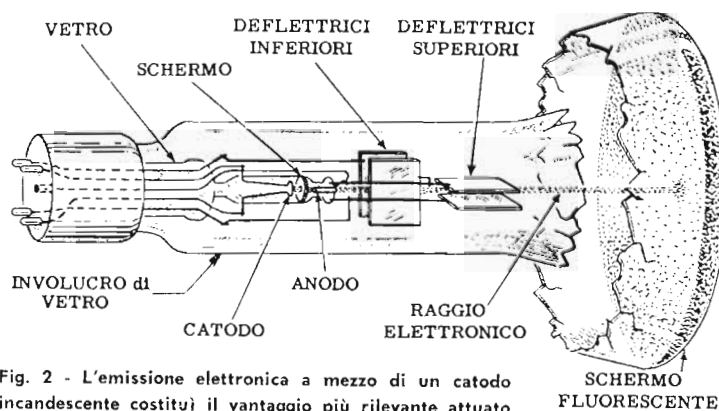



Fig. 2 - L'emissione elettronica a mezzo di un catodo incandescente costituì il vantaggio più rilevante attuato col tubo di Johnson qui raffigurato.

come avviene nelle comuni valvole a noi già note. Immediatamente al di sopra della parte emittente del filamento, si trovava un dispositivo consistente in uno schermo, nel quale era praticato un piccolo foro, ed un anodo tubolare. Detti componenti, ossia il filamento, lo schermo e la parte dell'anodo, erano installati sopra un supporto di vetro. L'anodo veniva polarizzato mediante la tensione di una batteria che lo rendeva positivo di circa 300 volt rispetto al filamento, per cui gli elettroni ne venivano attratti. Quelli che riuscivano a passare attraverso la piccola apertura praticata nello schermo, passavano successivamente attraverso il tubetto cavo che costituiva detto anodo, ed entravano nella parte più ampia del tubo, dirigendosi verso lo schermo. Quest'ultimo consisteva in un sottile deposito di sostanze speciali, applicate alla superficie interna della parete anteriore del tubo stesso. Attraverso detta parete, di vetro, e perciò trasparente, era possibile osservare la fluorescenza causata dal raggio catodico.

Il vantaggio di questo tipo di tubo consisteva nel fatto che, dal momento che l'emissione di elettroni era dovuta all'incandescenza del filamento, non era più necessario disporre di una tensione talmente elevata sull'anodo da determinare l'emissione stessa. Il compito del potenziale positivo presente sull'anodo era pertanto solo quello di *accelerare* il movimento degli elettroni assorbendone una quantità minima, e dando loro una velocità sufficiente affinchè costituissero un raggio che potesse giungere fino allo schermo.

Due coppie di placchette parallele furono poi installate ad angolo retto tra loro ed una sull'altra rispetto alla direzione del raggio. Il loro compito consisteva nel determinare la deviazione o « deflessione » del raggio: erano sistemate in modo tale che il raggio, nella sua direzione naturale, passasse esattamente al centro dello spazio presente tra ognuna delle due coppie affacciate.

L'adozione della deviazione elettrostatica, ottenuta con tali placchette, costituì un passo avanti nel progetto e nella fabbricazione, nonchè nell'utilizzazione dei tubi a raggi catodici. Il tubo Johnson fu il primo ad impiegare *due paia* di placche deflettrici per determinare la deviazione del raggio, ed il primo ad adottare il dispositivo in questione come parte indispensabile di questo tipo di valvola indicatrice. Le placchette deflettrici erano disposte in due coppie tra loro perpendicolari, onde consentire la deviazione del raggio in due sensi ortogonali.

Oltre al vantaggio di una minore tensione anodica, il tubo di Johnson presentava quello di implicare la necessità di una intensità di campo notevolmente inferiore agli effetti della deviazione del raggio, e ciò grazie alla minore velocità degli elettroni. L'innovazione permise un notevole aumento della sensibilità. Oltre a ciò, i miglioramenti successivamente apportati alle sostanze costituenti la superficie fluorescente consentirono di ottenere immagini più nitide. Per ultimo, furono apportati alcuni miglioramenti alla struttura dei vari elementi, specie nei confronti della distanza tra gli elettrodi di ogni coppia deflettrice, allo scopo di aumentare la sensibilità, ossia di consentire deflessioni più ampie con differenze di potenziale minori.

Il fascio elettronico non poteva però seguire rapidamente le variazioni della tensione applicata alle placchette deflettrici, a causa della presenza di ioni dovuta a gas, che rendevano il fascio stesso relativamente « pesante ». Il risultato fu che il limite massimo della frequenza di deviazione era pari a circa 100.000 Hz. Tale limite era in effetti troppo basso per adattarsi alle esigenze dell'elettronica in continuo sviluppo: a quell'epoca infatti esistevano già apparecchi funzionanti a radiofrequenza. Il vantaggio rispetto al tubo di Braun (che limitava la frequenza stessa a 50 o 100 Hz al massimo), sebbene notevole, non era più sufficiente.

Il tubo a raggi catodici nel suo aspetto attuale, illustrato alla **figura 3**, è paragonabile al tubo di Johnson nella sua caratteristica di deviazione elettrostatica. In un primo tempo, venne impiegato questo solo sistema di deflessione, mentre più tardi assunse grande importanza (per la televisione) l'altro sistema, quello basato cioè sull'influenza che un campo magnetico ha sul raggio catodico, del quale non ci occuperemo in quanto esula — per il momento — dal nostro programma.

Come si nota nella figura, la versione moderna del tipo elettrostatico è un po' più complessa di allora; ciò ha consentito notevoli miglioramenti agli effetti del funzionamento e delle prestazioni. Si ha un tubo di vetro nel quale viene praticato un vuoto molto spinto; l'emissione elettronica avviene ad opera di un catodo caldo. La messa a fuoco del raggio, per determinare sullo schermo un punto di minime dimensioni e molto luminoso, viene effettuata con maggiore facilità di pri-

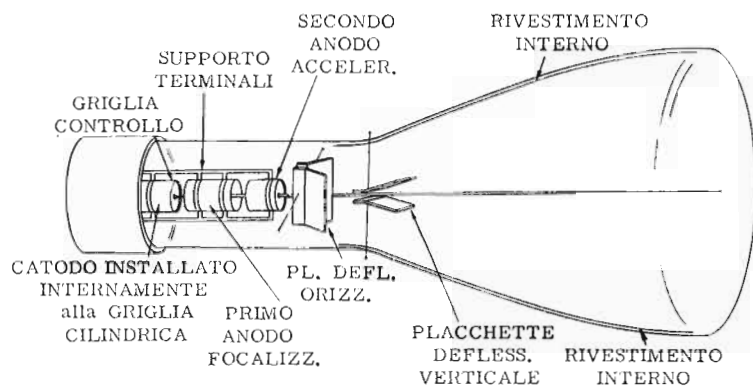



Fig. 3 - Ulteriori perfezionamenti al tubo di Johnson portarono al tubo attuale rappresentato in figura con i diversi elettrodi aggiunti.

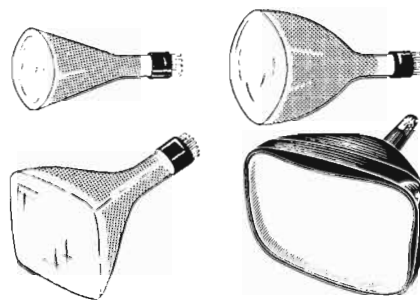



Fig. 4 - I tubi a raggi catodici possono variare nelle dimensioni ma, nell'aspetto generico, hanno sempre la forma illustrata in figura.

ma. Oltre a tutto. questo tipo di tubo presenta una notevole stabilità di funzionamento. In diretto confronto col tubo di Johnson, il tubo moderno è un po' meno sensibile; ciò ha, tuttavia, un'importanza relativa, poichè gli amplificatori che oggi è possibile realizzare — grazie all'impiego delle valvole termoioniche — sono in grado di dare al dispositivo tutta la necessaria sensibilità, adeguata alle varie esigenze.

La sorgente dell'emissione elettronica è, come si è detto, un catodo riscaldato direttamente (filamento), o indirettamente. All'interno è installato un insieme di elettrodi cilindrici, ai quali vengono applicate varie tensioni (a corrente continua). Queste ultime esercitano un'azione di controllo sulla corrente di elettroni, variandone l'accelerazione e la concentrazione in un piccolo e ben definito punto in corrispondenza dell'incidenza sullo schermo. Lo schermo è costituito da un deposito di speciali sostanze applicate sulla superficie interna della parte che chiude l'imbuto, come nel tipo ideato da Johnson.

Gli elettrodi installati internamente per la deviazione elettrostatica, agiscono su di uno spazio che viene attraversato dagli elettroni, dopo che questi si sono riuniti in un fascio o « raggio » per effetto delle tensioni applicate ai vari elettrodi.

Il tubo illustrato nella figura 3 è solo un esemplare dei diversi tipi: ne esistono altri di differenti lunghezze e muniti di schermi di diverso diametro, come pure altri che impiegano campi elettromagnetici per compiere funzioni di vario genere. La **figura 4** ne illustra l'aspetto generico. Su ognuno di essi verranno forniti dettagli più avanti; tuttavia, siano essi a deviazione elettrostatica o elettromagnetica, la forma e l'aspetto esterno si mantiene pressochè eguale.

IMPORTANZA DEL TUBO a RAGGI CATODICI

L'importanza del tubo a raggi catodici nel campo delle applicazioni elettroniche deriva dal numero elevato delle possibilità che esso offre, (alcune sono già state menzionate) e precisamente:

1) La possibilità di riprodurre, in maniera direttamente visibile, il modo con cui un campo elettrostatico varia di intensità, rendendo così otticamente percepibili *le variazioni istantanee della tensione* che determina la presenza del campo. In altre parole, consente di « vedere » la forma d'onda.

2) La possibilità di riprodurre, in maniera direttamente visibile, il modo con cui un campo elettromagnetico varia di intensità, rendendo così otticamente percepibili *le variazioni istantanee della corrente* che determina la presenza del campo. Anche in questo caso, consente di vedere la forma d'onda.

3) L'attitudine da parte del raggio elettronico a seguire fedelmente le variazioni dell'intensità di campo di frequenze tra 0 e 10.000 MHz ed anche più alte, il che consente di vedere l'andamento delle tensioni, di transitori o di impulsi, entro l'ampia gamma di frequenza citata.

4) La possibilità di controllare facilmente l'intensità della fluorescenza dello schermo, ossia la luminosità del punto, da zero fino al valore massimo consentito da quel dato tubo.

5) La possibilità di spostare deliberatamente la posizione del punto luminoso, in qualsiasi zona dello schermo, modificando i campi di deflessione, le cui caratteristiche sono predeterminate. In tal modo, il punto dello schermo che viene colpito dal raggio elettronico può essere scelto automaticamente, ed è perciò possibile sviluppare qualsiasi forma desiderata.

Stante l'assieme di tutte queste possibilità, si può intuire che il tubo a raggi catodici costituisce un comodo dispositivo indicatore che, usato unitamente ad altri apparecchi di vario genere, può fornire una grande varietà di informazioni per l'esame visuale di segnali. Il tipo di informazione viene determinato dalle caratteristiche degli apparecchi ad esso uniti a tale scopo. I campi elettrostatici ed elettromagnetici ai quali si ricorre per variare il comportamento del raggio catodico, sono soltanto un mezzo per raggiungere un determinato scopo.

Qulsiasi caratteristica relativa ad una quantità periodica, come ad esempio la fase, la frequenza, l'ampiezza, il contenuto di armoniche, la durata, ed altre ancora, può essere rilevata agevolmente facendo in modo che il fenomeno che si desidera osservare determini la produzione del campo che provvede alla deviazione del fascio di elettroni.

Nella tecnica elettronica si verifica, spesso, la neces-

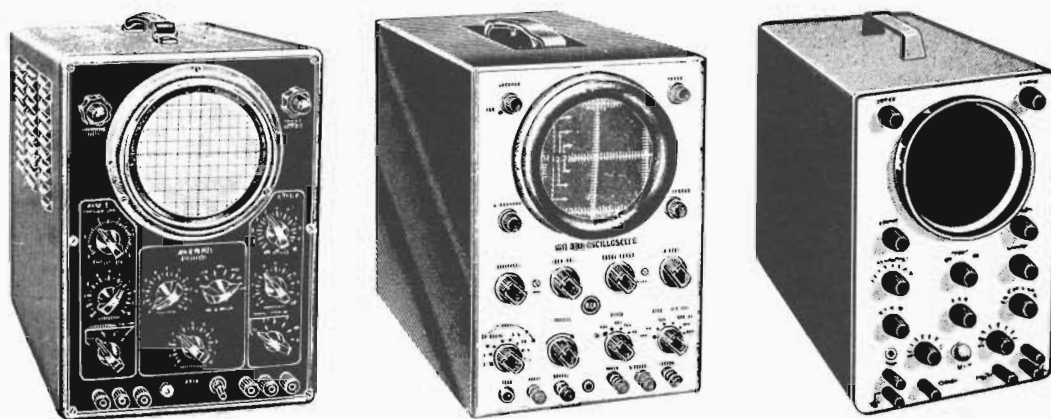



Fig. 5 - Il tubo a raggi catodici viene sfruttato, in unione ad appositi circuiti elettrici, per l'osservazione di fenomeni di diversa natura: l'apparecchio che ne deriva è l'oscillografo che si presenta come da illustrazione.

sità di misurare la durata di un fenomeno molto breve. Il tubo a raggi catodici rappresenta un mezzo ideale per ottenere tale risultato, grazie alla caratteristica di responso alla frequenza del fascio. Più breve è l'intervallo di tempo considerato — pari, ad esempio, a qualche microsecondo o anche ad una frazione di tale unità di tempo — maggiore è il valore del tubo, nei confronti di altri, come elemento indicatore del fenomeno elettrico.

Facciamo osservare che la possibilità di spostare il raggio catodico in qualsiasi punto dello schermo, ed il controllo della sua luminosità grazie all'azione di determinate tensioni, costituiscono la base sulla quale è stato possibile realizzare la televisione. L'immagine che si vede sullo schermo televisivo, è infatti costituita da un punto luminoso che si sposta, variando contemporaneamente di intensità, e seguendo in ogni punto del suo movimento le caratteristiche dell'immagine originale teletrasmessa.

IMPIEGO DEL TUBO a RAGGI CATODICI

Il tubo a raggi catodici non può essere impiegato da solo. E' indispensabile che ad esso facciano capo appositi circuiti e, spesso, altre apparecchiature.

L'immagine visibile sullo schermo è una funzione dei relativi circuiti di cui sopra, e dei segnali di ingresso. L'interpretazione che ne deriva è, a sua volta, determinata dallo scopo dell'intero assieme: in altre parole, nelle varie apparecchiature elettroniche, è possibile trovare impiegati tubi a raggi catodici aventi le medesime dimensioni e caratteristiche, ciascuno dei quali però fornisce dati diversi, ossia ha un diverso comportamento, a seconda dei circuiti che lo fanno funzionare.

E' del pari possibile trovare tubi aventi caratteristiche elettriche e dimensioni diverse, che compiono invece la medesima funzione, in quanto i circuiti ai quali sono connessi sono analoghi e progettati per il medesimo scopo. Per tale motivo si usano — a volte — per lo stesso tipo di misura, tubi aventi schermo di diverso diametro.

Dal punto di vista delle applicazioni, i tubi a raggi catodici possono essere divisi in due grandi categorie: tubi adatti agli strumenti di misura, e tubi adatti alla riproduzione di immagini televisive.

Tutti gli strumenti di misura muniti di un tubo a raggi catodici possono essere definiti « oscilloscopi » o « oscillografi a raggi catodici » o più comunemente « oscillografi ». In tali strumenti, di cui alcuni esemplari sono illustrati alla **figura 5**, il tubo a raggi catodici costituisce l'elemento che riproduce il fenomeno elettrico sul quale viene compiuta l'indagine. L'indagine può essere di vario genere, a seconda delle caratteristiche delle apparecchiature usate in unione al tubo stesso, e delle caratteristiche del circuito sul quale vengono effettuate le indagini. In pratica, tutte le tensioni e le correnti presenti in qualsiasi tipo di ricevitore, trasmettitore, oscillatore o amplificatore, e — virtualmente — qualsiasi tipo di apparecchiatura elettronica, possono essere esaminate otticamente, ed è possibile determinare qualsiasi loro caratteristica.

La natura delle tensioni e delle correnti da esaminare, e la loro origine, costituisce assai di rado un fattore limitante. Esistono degli accessori, tra i quali le cosidette « sonde » che permettono l'adattamento a quasi tutti i punti presenti nei circuiti.

Dal momento che possono essere determinate le quantità elettriche, sullo schermo del tubo può essere reso chiaramente visibile sia il funzionamento del circuito, che l'eventuale relativa necessità di messa a punto.

RICHIAMO alla TEORIA delle CARICHE ELETTRICHE

Gli atomi che costituiscono tutta la materia sono formati — come sappiamo — da particelle elementari di elettricità, note sotto il nome di elettroni e protoni. Le quantità di elettricità rappresentate da queste due particelle basilari si equivalgono, ma la carica di ogni singolo elemento è troppo piccola per avere un'utilità pratica.

Un corpo, elettricamente carico, contiene un eccesso o una deficienza di un gran numero di elettroni. La carica dei corpi solidi viene considerata in riferimento all'aggiunta (eccesso) e alla rimozione (mancanza) di elettroni invece che di protoni.

Gli elettroni hanno una maggiore mobilità grazie alla loro massa notevolmente inferiore (pari ad 1/1850 di quella di un protone), e possono essere costretti a spostarsi da un luogo ad un altro con maggiore facilità. Qulsiasi corpo che sia stato costretto ad assorbire un

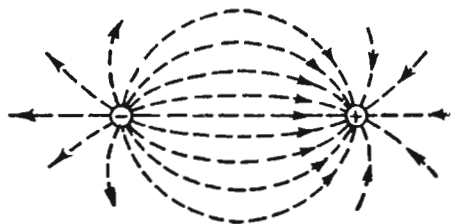



Fig. 6 - Campo elettrostatico tra due corpi a cariche contrarie: la direzione delle linee di forza è indicata dall'effetto del campo su di un'unità negativa di carica, qual'è un elettrone.

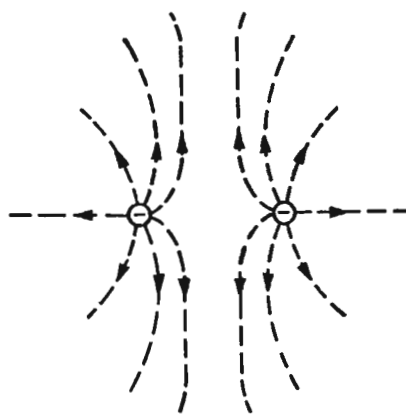



Fig. 7 - Campo elettrostatico tra due cariche eguali (negative): è messo in evidenza l'effetto di repulsione laterale, e lo appiattimento delle linee di forza adiacenti, aventi la stessa direzione.

numero di elettroni maggiore di quanti esso ne contenga in condizioni normali, viene considerato carico di elettricità negativa. Viceversa, un corpo dal quale alcuni elettroni sono stati asportati viene considerato carico di elettricità positiva.

Campi elettrici e linee di forza

Come il lettore ricorderà, in quanto di tali argomenti si è parlato allorchè sono stati esposti i principi essenziali dell'elettrostatica, i corpi carichi di elettricità reagiscono l'uno con l'altro in un modo determinato.

Ciò dimostra che tra i corpi esiste una forza. Per chiarire tale fenomeno fu introdotto il concetto del campo. Rivediamo un momento i diversi concetti già esaminati, al fine di associarli con maggiore facilità alle relative applicazioni attuate nei riguardi del tubo a raggi catodici.

Un campo elettrostatico, chiamato a volte campo elettrico, è una zona nella quale sussistono delle forze elettriche, e rappresenta « energia », ossia attitudine a compiere un lavoro. Detto lavoro viene compiuto sotto forma di una forza che si manifesta su altre cariche presenti nel campo stesso. Di conseguenza, il campo elettrostatico può essere considerato un campo di forza. Una linea di forza elettrica deve avere una direzione che inizia dal corpo o dalla regione avente una certa polarità, ed è rivolta verso il corpo o regione di polarità opposta, come è illustrato alla **figura 6**.

Nel tubo a raggi catodici interessa soltanto l'effetto del campo sugli elettroni, che costituiscono le cariche negative. Per tale motivo, la direzione lungo la quale le linee di forza elettrostatica agiscono è rappresentata dal polo negativo verso quello positivo, in quanto tale è la direzione del moto degli elettroni stessi.

Le linee di forza elettrostatica hanno due proprietà importanti: la prima, è la contrazione nel senso della lunghezza. Una striscia di gomma, ad esempio, sottoposta a trazione, tende a contrarsi nel senso della lunghezza: in tal modo si compie un lavoro, convertendo un'energia potenziale in energia di moto (chiamata energia cinetica) ed anche in calore. Analogamente, la energia potenziale presente lungo la linea di forza elettrica può essere convertita in energia cinetica ed in calore, allorchè la linea di forza stessa si contrae. Ciò significa che una carica stazionaria, come ad esempio un elettrone, può essere spostata.

In secondo luogo, le linee di forza che agiscono nella medesima direzione presentano la particolarità di respingersi reciprocamente. Di conseguenza, le linee presenti tra due cariche sono tutte curve verso l'esterno (figura 6) ad eccezione di quella che coincide con la linea retta che congiunge le cariche stesse, perchè, data la repulsione eguale su entrambi i lati della linea assiale di forza, questa linea risulta diretta.

A distanza dall'asse, le linee di forza si curvano — come si è detto — verso l'esterno, perchè la forza di repulsione proveniente dall'asse è maggiore di quella proveniente dalle linee esterne, e quindi le spinge all'infuori.

Campi elettrici tra cariche opposte

Una delle leggi basilari della fisica è che — come ben sappiamo — le cariche opposte si attraggono e le cariche analoghe si respingono.

Consideriamo due piccoli corpi carichi di elettricità *opposta* (figura 6). Essi esercitano un'attrazione reciproca, e le linee di forza illustrate nella figura li collegano tra loro. Qualsiasi linea di forza presente tra due cariche deve essere rappresetata in modo da collegarle direttamente: tuttavia, a causa delle limitazioni imposte dall'illustrazione, alcune linee sono rappresentate come incomplete. Le cariche opposte di cui ci occupiamo possono essere a notevole distanza l'una dall'altra, senza peraltro alterare minimamente la condizione che le linee di forza, aventi inizio in una carica negativa, terminino in una carica positiva. Sebbene che, nel caso in cui la distanza tra le cariche sia grande, l'intensità della forza esercitata sia molto piccola, ciò non cambia per niente la situazione.

Campi elettrici tra cariche analoghe

Consideriamo la rappresentazione di un campo elettrico esistente tra due corpi aventi cariche della *medesima* polarità (**figura 7**). Le linee di forza ivi rappresentate sembrano non avere fine, e questo in quanto nella figura è possibile rappresentare solo una piccola parte dei campi. Ciò che vediamo è, in certo qual modo, soltanto quella sezione di due campi separati che si estende tra due cariche opposte (una delle quali è quella rappresentata col segno -, mentre l'altra rispettiva si trova in un punto qualsiasi dello spazio circostante).

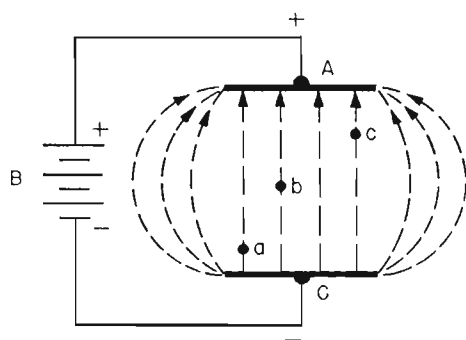



Fig. 8 - Campo elettrostatico tra due piastre cariche. Si ha un'uniformità di campo consistente in linee di forza parallele tra le piastre: il campo periferico è formato invece da linee curve. Nel campo, « a », « b », e « c » rappresentano tre elettroni.

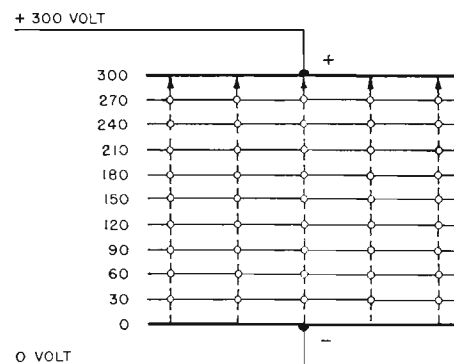



Fig. 9 - Nel campo tra due piastre cariche si hanno punti a pari potenziale tra loro: unendoli idealmente nel piano, si ottengono delle linee equipotenziali.

La repulsione esistente tra cariche analoghe si traduce quindi in una curvatura delle linee di forza, le quali, non potendo incontrarsi, tendono a chiudersi in direzione di un altro punto, di polarità opposta.

Anche in questo caso l'energia potenziale può tradursi in energia cinetica, purchè almeno uno dei corpi caricati sia libero di muoversi per effetto della repulsione. In mancanza di tale possibilità, l'energia resta sempre presente, ma solo allo stato potenziale.

Forze in campo tra elettrodi carichi

La **figura 8** illustra il caso di due elettrodi paralleli tra loro, caricati a polarità opposta e collocati ad una certa distanza. Essi sono polarizzati mediante la batteria *B*, la quale crea tra di essi una differenza di potenziale. I punti *a*, *b* e *c* rappresentano tre diversi elettroni che si trovano in tale spazio. Come è visibile dalla rappresentazione grafica, le linee che riempiono lo spazio interposto tra gli elettroni sono parallele, per la azione repulsiva delle forze che si bilanciano, mentre quelle che si estendono al di fuori di tale spazio, sono curve verso l'esterno a causa dello sbilanciamento delle forze.

Essendo gli elettroni — per loro stessa natura — cariche negative, sono attratti dall'elettrodo positivo e respinti da quello negativo. Un particolare di notevole importanza è che, nonostante la diversa distanza dai due elettrodi, gli elettroni subiscono la medesima forza di attrazione verso l'elettrodo positivo. Ciò si verifica perchè, mentre, ad esempio, quello centrale subisce una forza di attrazione da parte dell'elettrodo positivo — alla quale si somma quella di repulsione, di eguale entità, da parte dell'elettrodo negativo — gli altri elettroni, a seconda della posizione, subiscono una forza di attrazione ed una di repulsione di entità tale che, sommate (in quanto agiscono nel medesimo senso) dànno per risultato una forza identica a quella che agisce sull'elettrone in posizione centrale già considerato.

Da ciò deriva che, data una certa differenza di potenziale, ossia un certo campo elettrostatico, l'energia cinetica che si manifesta nei confronti degli elettroni interposti, è costante qualunque sia la loro posizione.

Per specificare l'entità dell'energia acquistata dagli elettroni, si ricorre al termine **volt/elettrone**. Se, ad esempio, si applica, tra due piastre parallele una d. d. p. pari a 1.000 volt, e se il campo elettrico che ne deriva accelera un elettrone da una piastra all'altra, ossia tra 1.000 volt, si dice che l'elettrone ha acquistato 1.000 volt/elettrone di energia cinetica rispetto alla condizione di stasi in assenza del campo. Si può dire che la velocità di quell'elettrone ammonta, quindi, a 1.000 volt. Detta velocità può anche essere espressa in percentuale della velocità della luce, secondo la tabella che segue, che riporta le velocità approssimative per diverse tensioni di acelerazione.

Tensione di accelerazione in volt	Percentuale della velocità della luce
1.000	7
5.000	14
10.000	19
50.000	33
25.000	44

Punti e linee equipotenziali

La **figura 9** illustra il comportamento del potenziale nella estensione longitudinale di un campo elettrostatico. I punti a pari potenziale sono uniti, nel disegno, e ne deriva l'aspetto illustrato in figura. Tra i due elettrodi è applicata una d. d. p. di 300 volt: se lo spazio interposto viene suddiviso teoricamente in dieci parti eguali, perpendicolari rispetto alla direzione delle linee di forza, anche la d. d. p. viene suddivisa in altrettante parti eguali. Ne consegue che, qualsiasi punto sul piano, se si trova al centro della distanza, ha un potenziale di 0 oppure 300 volt, a seconda che si trovi, rispettivamente, a contatto dell'elettrodo negativo o di quello positivo. Esso può, inoltre, assumere tutti i valori di potenziale intermedi, a seconda della distanza, ossia della sua posizione nei confronti dei due elettrodi. Le linee di pari potenziale, è da chiarire, non sono linee di forza elettrostatica, ma sono linee che incrociano ad angolo retto le linee di forza elettrostatica.

In considerazione di quanto sopra, gli elettroni, che tendono a muoversi in direzione parallela alle linee elettriche di forza, si muovono ad angolo retto rispetto ad una linea equipotenziale (ossia ad una delle linee trasversali riportate nel disegno, il cui potenziale è costante su tutta la lunghezza).

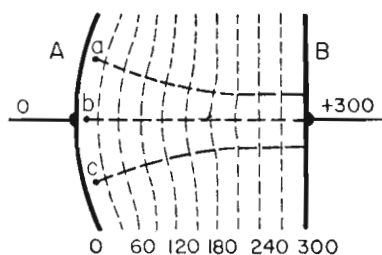



Fig. 10 - Linee equipotenziali tra una piastra curva ed una piana. Gli elettroni (a, b, c,) si muovono in senso perpendicolare alle linee e, andando verso B, tendono a convergere.

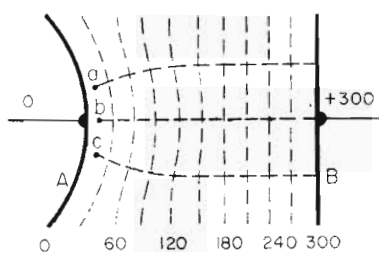



Fig. 11 - Caso contrario a quello della figura 10. Gli elettroni, muovendo verso B, raggiungono tale piastra più distanti tra loro di quanto non fossero in posizione di partenza.

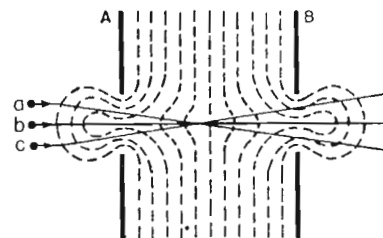



Fig. 12 - Tra due dischi (A e B) aventi un'apertura al centro, le linee di forza assumono l'aspetto illustrato, e gli elettroni, muovendo verso B, seguono il percorso indicato.

Movimento degli elettroni in un campo tra elettrodi carichi

In molti casi, nei tubi a raggi catodici, vengono impiegati campi non uniformi. Un semplice sistema per ottenere un campo non uniforme è illustrato alla **figura 10**, e consiste nell'adottare un elettrodo a superficie piana ed uno a superficie curva. Come si nota, le linee tratteggiate rappresentano le linee equipotenziali, parallele in prossimità dell'elettrodo piano, e sempre più curve mano a mano che esse si avvicinano all'elettrodo curvo.

Gli elettroni *a*, e *c*, si spostano verso la piastra positiva *B* sempre in direzione perpendicolare alle linee equipotenziali, per cui, essendo queste ultime curve, anch'essi devono seguire una traiettoria curva (vedi figura). Gli elettroni tendono a convergere in prossimità dell'elettrodo piano. L'elettrone *b*, invece, non subisce alcuna deviazione nella direzione di moto, in quanto lungo il suo spostamento esso segue la linea retta in direzione perpendicolare alle linee equipotenziali.

La **figura 11** illustra un caso opposto, nel quale lo elettrodo negativo è curvo in senso contrario al precedente. Anche in tal caso, come si nota, il movimento degli elettroni è sempre perpendicolare alle linee equipotenziali, per cui gli elettroni tendono a divergere man mano che si allontanano dall'elettrodo negativo, fino a riacquistare direzioni parallele in prossimità di quello positivo.

Una situazione ancora differente è illustrata alla **figura 12**, nella quale i due elettrodi sono due piastre, o dischi paralleli, recanti un foro centrale. Le linee equipotenziali tendono a seguire l'andamento raffigurato, in quanto il campo elettrostatico si estende al di fuori delle aperture. Il movimento degli elettroni è influenzato non solo nello spazio tra i dischi, ma anche al di fuori di tale spazio, in prossimità delle aperture. Se tre elettroni, *a*, *b* e *c*, devono passare attraverso tali aperture entrando da *A* e diretti verso destra, accade che *a* e *c* sono costretti, in un primo momento, a convergere, in quanto attraversano linee equipotenziali convesse. In corrispondenza della metà percorso tra le due piastre essi coincidono, per separarsi di nuovo divergendo, man mano che si avvicinano all'apertura dell'elettrodo *B*. L'elettrone *b*, anche in questo caso, si muove lungo una linea retta poichè si trova sull'asse di simmetria ed avanza ad angolo retto rispetto a ciascuna linea equipotenziale.

Il fenomeno illustrato alla figura 12 presenta notevole analogia col comportamento delle lenti nei confronti dei raggi di luce. Come con due lenti è possibile concentrare, ossia mettere « a fuoco » un raggio luminoso, con due elettrodi polarizzati è del pari possibile mettere a fuoco un fascio di elettroni in movimento.

Una seconda versione di questa applicazione è rappresentata alla **figura 13**, nella quale i due elettrodi, raffigurati in sezione, sono costituiti da due cilindri internamente vuoti. Se il cilindro più piccolo (*A*) è positivo rispetto ad un punto fisso di riferimento, mentre il più grande (*B*) ha un potenziale positivo ancora maggiore, tra di essi si forma un campo eletrostatico. Tutte le linee di forza attraggono nella medesima direzione, e, a causa della loro repulsione laterale, tendono ad appiattirsi in corrispondenza dell'asse. Presso quest'ultimo esse sono perciò pressochè parallele. Le linee equipotenziali risultanti assumono, nell'assieme, tre forme essenziali, come è illustrato alla **figura 14**, e precisamente: convessa entro il cilindro *A*, piana in prossimità della zona in cui i bordi dei due cilindri coincidono, e concava nel cilindro *B*.

Un certo numero di elettroni che parte da un punto raffigurato a sinistra della figura 14 si apre a ventaglio a causa del potenziale positivo del cilindro *A*, il quale attira gli elettroni e dà loro una certa accelerazione. Non appena penetrati nello spazio delimitato dal cilindro, gli elettroni percepiscono una nuova forza in conseguenza del campo esistente tra *A* e *B*, la quale forza tende a spostarli dalla superficie interna del primo verso quella del secondo. Entrambi i campi esercitano la loro influenza sugli elettroni, ed il movimento che ne deriva è dato dal risultato della loro combinazione. La convergenza delle direzioni di ciascuno di essi è dovuta al fatto che — come è noto — essi attraversano perpendicolarmente le linee equipotenziali. Gli elettroni che si spostano lungo l'asse dell'intero sistema soddisfano sempre tale esigenza, e, come già visto nei casi precedenti, la loro direzione non subisce alcuna modifica.

Il lettore avrà notato, a questo punto, che gli esempi illustrati nelle diverse figure si sono andati gradualmente avvicinando, nella forma e disposizione degli elettrodi presi in considerazione, a ciò che rappresenta

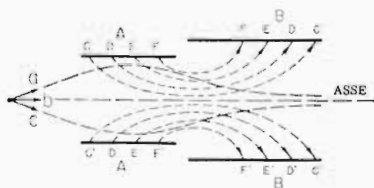



Fig. 13 - Tra due cilindri gli elettroni si muovono, come indicato dalle frecce, da quello a più basso potenziale (A) verso quello a potenziale più alto (B). Le lettere, a paio, indicano l'inizio e la fine di ciascuna linea di forza.

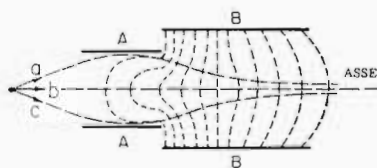



Fig. 14 - Linee equipotenziali e andamento degli elettroni risultanti da un campo elettrostatico esistente tra due cilindri cavi.

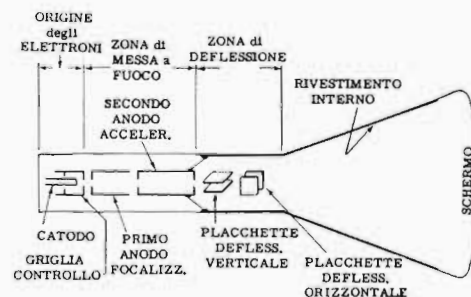



Fig. 15 - Elementi componenti un tubo a raggi catodici a deviazione elettrostatica, e zone delle diverse funzioni. Il cannone è composto da catodo, griglia, primo e secondo anodo.

la struttura di alcuni elettrodi del tubo a raggi catodici. L'ultimo esempio osservato si identifica nel principio mediante il quale, nei tubi moderni, si ottiene la messa a fuoco di un raggio catodico al fine di concentrare un elevato numero di elettroni in un unico punto luminoso sullo schermo fluorescente.

FORMAZIONE del RAGGIO CATODICO

Come si è detto, nei tubi moderni gli elettroni vengono emessi da un catodo incandescente, che può essere ad accensione diretta o indiretta, come nelle valvole termoioniche. Nella **figura 15** si nota la presenza dei vari elettrodi, tra cui anche la griglia di controllo, costituita da un tubetto chiuso e provvisto di foro; la sua azione è a noi già nota. Grazie, infatti, al potenziale negativo che le viene conferito rispetto al catodo, essa ha il potere di respingere in minima parte, o completamente, gli elettroni emessi dal catodo, a seconda che il suo potenziale sia zero o molto negativo. Gli elettroni che la attraversano vengono immediatamente attratti dal primo anodo cilindrico, e da questo accelerati. Successivamente, grazie alla differenza di potenziale esistente tra due anodi cilindrici, il fascio di elettroni in movimento viene fatto convergere in modo che assuma la sezione di un punto nell'istante in cui colpisce la superficie interna fluorescente del tubo. Le dimensioni di questo punto possono essere regolate — come vedremo nella prossima lezione — variando il potenziale relativo dei due anodi, mentre l'intensità luminosa può variare modificando il potenziale negativo della griglia.

LO SCHERMO FLUORESCENTE

L'effetto ottico del tubo a raggi catodici è dato — come sappiamo — dalla luminescenza di determinate sostanze (dette « fosforescenti ») in seguito all'urto da parte degli elettroni. Dette sostanze assorbono una certa quantità di energia cinetica, trasformandola in una specie di radiazione che, essendo di frequenza compresa nella gamma delle onde luminose, si traducono in luce. Allo scopo di favorire tale fenomeno, lo strato fluorescente viene reso più sensibile mediante l'aggiunta di impurità che prendono il nome di « attivatori », la cui natura determina, a sua volta, il colore della luce prodotta. Ad esempio, la sostanza fluorescente costituita dal solfuro di zinco dà una luce azzurra se attivata con argento, verde-blu se attivata con rame, e arancione se attivata con manganese.

La luce prodotta in tal modo può essere distinta in varie categorie: si ha la fluorescenza o **luminescenza** durante il periodo in cui essa viene emessa a causa del bombardamento degli elettroni, mentre la **fosforescenza** si verifica quando la luce continua a sussistere una volta cessata la causa diretta.

A questo proposito, è opportuno aggiungere che esistono tipi di schermi a *breve*, a *media* ed a *lunga persistenza*. La prima si riferisce ad una durata della luce, — una volta cessata l'esistenza del raggio catodico — compresa tra alcuni microsecondi e 1 millisecondo. La seconda si riferisce ad una durata compresa tra 1 millisecondo ed un massimo di 2 secondi; la terza eccede naturalmente tale valore.

Nella lezione 96ª vengono riportate alcune tabelle che forniscono dettagli più ampi sui vari materiali usati a tale scopo, e sulle caratteristiche che ne derivano al tubo. Tali informazioni sono utili, naturalmente, a chi non deve dedicarsi alla costruzione di tubi a raggi catodici, peraltro assai complessa, in quanto sono di valido aiuto agli effetti della perfetta comprensione dell'argomento attuale e di quelli che verranno trattati in futuro.

Una delle caratteristiche più salienti del tubo a raggi catodici consiste nella delicatezza dello strato fluorescente. L'emissione di luce dovuta all'urto degli elettroni deriva dalla trasformazione di una energia in altre energie, e precisamente in luce ed in calore. Entrambe sono più elevate quanto maggiore è l'intensità del raggio catodico incidente, ed appunto per questo motivo, in ogni apparecchio utilizzante un tubo a raggi catodici, si fa sempre in modo che il punto luminoso sia presente non in una posizione fissa, bensì in continuo movimento. Infatti, il calore prodotto dalla trasformazione di energia potrebbe, dopo un certo tempo, danneggiare lo strato fluorescente diminuendone il rendimento. E' perciò preferibile che, nel tempo, detto lavoro venga distribuito su una superficie invece che in un singolo punto.

L'IMPIEGO del TUBO A RAGGI CATODICI

ESAME della STRUTTURA di un MODERNO TUBO a RAGGI CATODICI

Abbiamo visto, alla lezione precedente, l'evoluzione costruttiva del tubo a raggi catodici: è opportuno che ora, prima di accingerci a studiarne l'impiego, esaminiamo un po' in dettaglio il tubo di moderna costruzione.

Alla **figura 1** è illustrata la struttura tipica del « cannone » elettronico di un tubo a raggi catodici a deviazione elettrostatica: l'assieme è detto anche « cannone a triodo ». Esso consiste in un catodo a riscaldamento indiretto avente una forma cilindrica, chiuso ad una delle estremità da una piastrina. Detta piastrina è rivestita da uno strato di ossido di bario e di stronzio che consente una intensa emissione di elettroni. Il catodo viene portato alla temperatura di funzionamento da un elemento riscaldante avvolto a treccia, contenuto nel cilindro catodico, e da esso isolato mediante uno strato di materiale ceramico. Intorno al catodo si trova un altro cilindro, munito di uno schermo nel quale è praticata una piccola apertura al centro. Il suo compito è quello di fungere da griglia di controllo. Il diametro dell'apertura praticata su tale « griglia » è inferiore a quello della superficie catodica emittente, e tra la griglia e la superficie del catodo vi è una distanza minima. Immediatamente di fronte alla griglia controllo si trova il primo anodo cilindrico (spesso denominato « anodo di messa a fuoco »). La sua posizione è coassiale e simmetrica rispetto alla griglia cilindrica: contiene diversi schermi, ciascuno dei quali è provvisto di foro al centro. All'uscita del primo anodo si trova il secondo — anch'esso cilindrico, e coassiale con i precedenti elettrodi — il quale è provvisto di due schermi forati al centro. Quest'ultimo anodo, detto « acceleratore », viene prolungato internamente al bulbo di vetro mediante l'applicazione sulla superficie interna di uno strato di materiale conduttore, che si estende dal bordo superiore dell'anodo stesso, fino quasi allo schermo. Il collegamento elettrico con detto strato avviene ad opera di una ranella a raggi, detta « ragno » o « centratore », i cui prolungamenti radiali appoggiano sullo strato assicurando il contatto grazie alla loro elasticità.

Rappresentazione schematica

Consideriamo ora la rappresentazione schematica del tubo elettrostatico a triodo illustrato alla **figura 2**. Il secondo anodo, o anodo acceleratore, *A2*, è polarizzato mediante un potenziale positivo fisso di qualche migliaio di volt. Il primo anodo invece, (di messa a fuoco), *A1*, funziona con un potenziale positivo pari a circa un terzo di quello del secondo. Il potenziale di questo elettrodo è reso variabile allo scopo di mutare l'intensità del campo elettrostatico che compie la funzione di « seconda lente di focalizzazione ». In tal modo è possibile controllare la messa a fuoco.

Il potenziale della griglia di controllo è sempre negativo rispetto al potenziale fisso di catodo; la tensione negativa applicata varia da 10 a 100 volt. Anch'essa è resa variabile onde consentire la regolazione dell'intensità del fascio elettronico che determina a sua volta l'intensità della traccia che appare sullo schermo. La griglia di controllo, unitamente al primo anodo, forma il campo elettrostatico che agisce da prima lente di concentrazione.

Caratteristiche fisiche

L'involucro di vetro del tubo a raggi catodici elettrostatico ha una forma conica, con un lungo collo tubolare, nel quale viene installato il citato cannone elettronico. Lo schermo fluorescente è depositato sulla superficie interna della faccia più ampia del cono. A causa delle alte tensioni impiegate per il funzionamento, all'interno del tubo deve essere praticato il vuoto ad alto grado. Considerando la notevole superficie dello schermo, e l'alto vuoto, il dispositivo risulta, in un certo senso, pericoloso da maneggiare. Qualsiasi cedimento dell'involucro che possa essere causato da un urto o da un graffio può dar luogo ad una intensa implosione (scoppio verso l'interno), la cui conseguenza si manifesta con l'emissione, in un raggio relativamente ampio, di schegge di vetro e di frammenti dello schermo.

Le precauzioni più comuni da adottare, se si devono maneggiare spesso dispositivi del genere, consistono nel portare guanti pesanti ed occhiali antischegge, nonchè, logicamente, nel prestare la massima attenzione ad ogni manovra.

Il rivestimento interno di grafite polverizzata compie diverse funzioni: oltre, infatti, ad agire da prolungamento del secondo anodo, come abbiamo visto, ed a raccogliere gli elettroni presenti nel bulbo a causa dell'emissione secondaria da parte dello schermo, esso agisce da schermo elettrico ed ottico. L'effetto di schermatura elettrica intorno al raggio elettronico riduce notevolmente l'influenza dei campi elettrostatici ester-

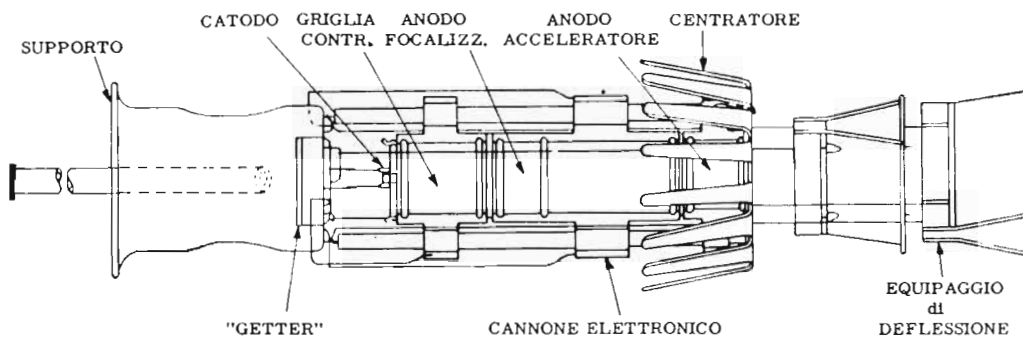



Fig. 1 - Struttura di un completo cannone elettronico a triodo, e assieme delle due paia di placchette di deflessione.

ni, evitando così deviazioni e indesiderate sfuocature: si ha azione di schermatura ottica in quanto, essendo detto rivestimento nero ed opaco, impedisce alla luce di entrare dalla parte posteriore dello schermo ed illuminare l'immagine che vi appare. Questo fatto evita che le infiltrazioni di luce diminuiscano il contrasto, rendendo l'immagine meno nitida.

Il diametro dello schermo fluorescente dei tubi elettrostatici a raggi catodici varia da 1 pollice (25,4 mm), ad oltre 20 pollici (50,8 cm): le misure più usate sono però 3 pollici (cm 7,6), 5 pollici (cm 12,7) e 7 pollici (cm 17,8). Precisiamo, a tale proposito, che, sebbene sia possibile e facile esprimere il diametro secondo il sistema metrico decimale, è frequente consuetudine citare le misure in pollici.

La sigla che contraddistingue il tipo di tubo nella produzione americana, consente di ricavare varie informazioni sul tubo e sulle sue caratteristiche. In linea di massima, infatti, il primo numero indica il diametro in pollici, la prima lettera indica l'ordine progressivo dei modelli di quel diametro, e l'ultima lettera facente parte della sigla, indica invece il tipo di sostanza fosforescente deposta sullo schermo.

Ad esempio, la sigla 5BP1 indica che il tubo ha uno schermo del diametro di 5 pollici, è il secondo in ordine di registrazione (B = seconda lettera dell'alfabeto), e che il fosforo dello schermo è del tipo P1, il quale si illumina con luce verde ed offre una persistenza media (vedi tabella 84).

Come vedremo meglio in seguito, alcune fabbriche europee preferiscono invece controddistinguere i tubi anteponendo le lettere che distinguono la serie di produzione, seguite dalla iniziale *G* (Green = verde), oppure *B* (Blue = Blu) *O* (Orange = arancio) ecc. che definisce il colore della traccia. Per ultimo viene il numero che indica il diametro dello schermo, a volte in pollici ed a volte in centimetri, e l'indice di persistenza della traccia.

I collegamenti agli elettrodi avvengono mediante uno zoccolo a contatti multipli, come nelle valvole normali, con la sola differenza che vengono presi provvedimenti nella spaziatura tra i piedini e nella scelta del materiale, onde evitare scariche dovute alle forti tensioni. Nei casi in cui il secondo anodo debba funzionare con tensioni molto elevate, si preferisce installare il contatto relativo direttamente sul bulbo di vetro.

I perfezionamenti apportati a questo tipo di tubo ne hanno consentito varie modifiche, come ad esempio lo costruzione del tubo a tetrodo, e del tubo funzionante con corrente zero sul primo anodo. Nel primo tipo, detto anche « con preacceleratore » o con griglia « schermo », viene aggiunto un altro elettrodo tra la griglia controllo ed il primo anodo. Questo elettrodo, o seconda griglia, funziona con la medesima tensione del secondo anodo e consente un gran numero di vantaggi nel funzionamento. Tra essi sono da annoverarsi la maggiore accelerazione degli elettroni, una maggiore concentrazione del fascio elettronico con riduzione del suo diametro, per cui il punto che si forma sullo schermo risulta più piccolo e più brillante, e l'eliminazione della influenza reciproca presente tra la griglia controllo ed il primo anodo.

Uno dei più importanti inconvenienti di questo tipo di tubo consiste, invece, nell'eccessivo assorbimento di corrente da parte del primo anodo. Ciò può essere evitato adottando il cannone elettronico detto a « corrente zero nel primo anodo ». In questo caso si ha una completa rivalutazione della lunghezza e della distanza tra i vari elettrodi, e diversi schermi diffusori vengono eliminati. In tal modo si giunge alla costruzione di un cannone elettronico che presenta tutti i vantaggi del tipo a tetrodo, oltre a quello di un assorbimento trascurabile di corrente da parte del primo anodo.

Nel caso che si presenti la necessità di osservare contemporaneamente due o più fenomeni che avvengono in circuiti diversi, si può ricorrere all'uso di uno speciale tipo di tubo dotato di più cannoni elettronici.

Qualunque sia il numero delle tracce, i « cannoni elettronici » che le determinano vengono installati fianco a fianco nel collo di un unico tubo, ed i vari punti di convergenza dei singoli raggi dipendono dall'orientamento delle sorgenti relative. Esse, infatti, possono essere orientate in modo che le tracce si producano nella medesima zona dello schermo, sovrapponendosi, in maniera che siano spostate tanto quanto basta affinchè l'operatore possa osservarle simultaneamente.

La MESSA a FUOCO ELETTROSTATICA

Il sistema tipico adottato quasi universalmente, è quello a « doppia lente » illustrato alla **figura 3.** Il campo elettrostatico presente tra la griglia controllo

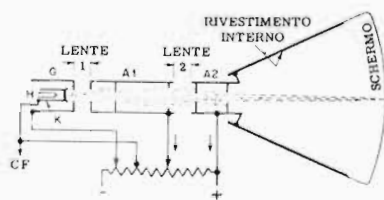



Fig 2 - Rappresentazione schematica di un tubo nella quale è posto in evidenza il cannone elettronico, ma, sopratutto la disposizione delle due lenti, quella di concentrazione (G - A1) e quella di focalizzazione (A1 - A2).

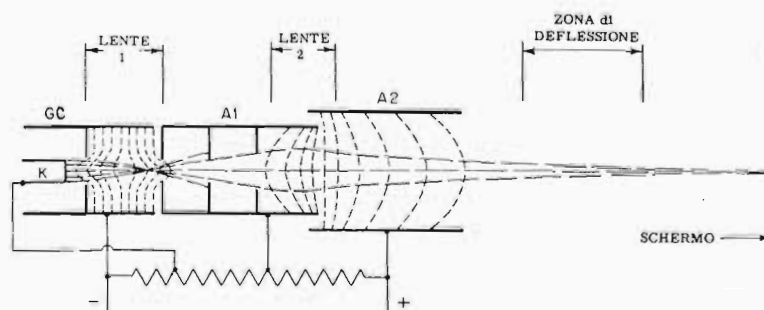



Fig. 3 - Analisi del sistema di messa a fuoco elettrostatica in un tubo. I due assieme di linee equipotenziali che formano le lenti corrispondono, come si vede, alle figure 12 e 14 della lezione precedente.

ed il primo anodo può essere considerato come prima lente, grazie all'analogia con un sistema ottico nei confronti di un raggio di luce. Compito di detta lente è di focalizzare il fascio di elettroni che, attraverso l'apertura della griglia, passa in un punto di convergenza di minimo diametro. Dal momento che detto punto viene proiettato sullo schermo, è opportuno che le sue dimensioni siano quanto più ridotte possibile.

La seconda lente consiste in un campo elettrostatico che si determina tra l'anodo focalizzatore (primo) e l'anodo acceleratore (secondo). Esso agisce sui raggi elettronici divergenti in modo tale da correggere la loro direzione di moto e da farli convergere sullo schermo. Oltre a ciò, diversi schermi diffusori presenti nella struttura della griglia controllo e del primo anodo fanno da schermo nei confronti degli elettroni circostanti il raggio utile: in tal modo, si verifica la presenza di un unico fascio, la cui sezione ha un contorno sempre più definito ed un diametro sempre minore, man mano che si approssima allo schermo, sul quale viene reso visibile il punto luminoso.

Se si varia la tensione di polarizzazione della griglia di controllo, si ha, per conseguenza, uno spostamento del primo punto di convergenza ed una variazione conforme della superficie. Inoltre, se si varia la tensione applicata al secondo anodo, si ha un fenomeno analogo, ed in più, lo spostamento del secondo punto di convergenza.

I fenomeni ora descritti presentano — come si è detto — una notevole analogia col procedimento ottico mediante il quale un raggio di luce viene concentrato in un unico punto su una superficie, (vedi **figura 4**). In questo caso il risultato viene conseguito mediante l'impiego di due lenti di vetro e di vari schermi opachi provvisti di un foro centrale.

Controllo di griglia e di anodo

La griglia di controllo di un tubo a raggi catodici funziona con un potenziale negativo rispetto al catodo. Consideriamo le linee equipotenziali che sussistono tra detta griglia ed il primo anodo in due diverse condizioni di funzionamento: supponiamo, ad esempio, che la griglia assuma i due potenziali di 0 volt e di —30 volt (**figura 5**). Con una tensione pari a zero, la zona interposta tra il catodo e l'apertura della griglia ha un potenziale positivo. In tali condizioni, la parte della superficie del catodo che emette elettroni corrisponde ad una proiezione della superficie presente sull'apertura della griglia. Attraverso quest'ultima si ha, quindi, il massimo passaggio di elettroni, il che determina la massima intensità del raggio catodico. Se il potenziale di griglia ammonta invece a —30 volt, gli elettroni vengono emessi soltanto da una piccola parte della superficie del catodo, posta al centro, mentre il resto della superficie stessa ne viene impedito in quanto il potenziale negativo aumenta le linee negative equipotenziali, aumentando nel contempo la carica spaziale presente in prossimità del catodo stesso. In simili condizioni, l'intensità del raggio diminuisce. Se la griglia viene polarizzata con un potenziale sufficientemente negativo, la corrente del raggio può venire completamente interdetta, per cui non si ha più la produzione di alcuna traccia luminosa sullo schermo.

Oltre a questa conseguenza, la forma del campo influenza il percorso degli elettroni in modo da alterare la posizione del punto di convergenza e le sue dimensioni.

Sebbene la griglia controllo agisca sulla messa a fuoco del raggio, il suo compito più importante consiste nel variare **l'intensità luminosa** della traccia che si produce sullo schermo, variando l'intensità del raggio che la determina.

Il controllo di intensità, ossia « di luminosità », presente nella maggior parte degli apparecchi basati sull'impiego del tubo, consente all'operatore di variare la luminosità dell'immagine entro limiti compresi tra zero ed il massimo consentito dalle caratteristiche del tubo impiegato. Detto controllo consta di un potenziometro che fornisce alla griglia una tensione variabile con continuità e negativa rispetto al catodo. Spesso, tra catodo e griglia, viene applicata una tensione *segnale*, ed il risultato è che l'intensità della traccia luminosa varia conformemente al segnale applicato. Tale processo è noto come « modulazione di intensità », ed ha applicazione pratica nella televisione, negli impianti radar, ecc.

Anche la tensione di polarizzazione del primo anodo è variabile mediante un potenziometro, denominato **controllo del fuoco**, o più comunemente **fuoco.**

Questo controllo varia l'intensità del campo presente

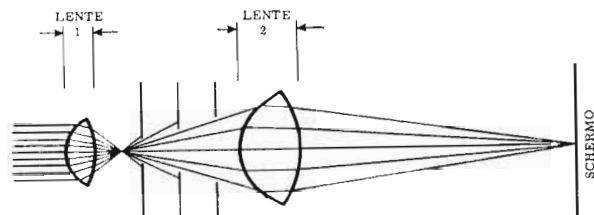



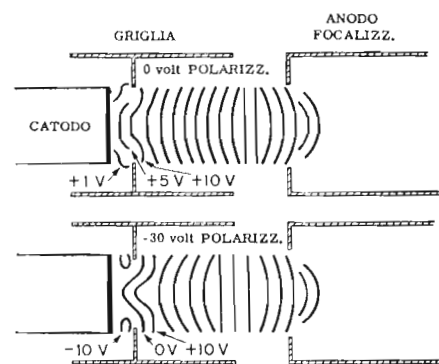
Fig. 4 - Equivalente ottico di un sistema di messa a fuoco elettrostatica, nel quale si ha l'impiego di lenti in cristallo e schermi opachi.

Fig. 5 Andamento delle linee equipotenziali con griglia a 0 volt ed a —30 volt rispetto al catodo.

tra il primo ed il secondo anodo, campo elettrostatico che costituisce la lente di focalizzazione principale. Esso determina, infatti, la posizione del secondo punto di convergenza in concomitanza col primo punto. Sebbene il campo di cui sopra possa variare di intensità variando la tensione positiva applicata al secondo anodo, a tale sistema non si ricorre in quanto determinerebbe anche una variazione dell'accelerazione degli elettroni, e richiederebbe l'inserimento dei relativi controlli in circuiti ad alta tensione, con conseguente necessità di accurato isolamento degli organi, ecc. E' anche opportuno rilevare che qualsiasi variazione della tensione dell'anodo focalizzatore si ripercuote sul campo elettrostatico presente tra l'anodo stesso e la griglia, per cui una variazione del controllo di fuoco può rendere necessario ritoccare il controllo dell'intensità (luminosità), e viceversa.

Anodo intensificatore

Alcuni tipi di tubi a raggi catodici elettrostatici impiegano uno o più anodi detti « intensificatori », costituiti da altrettanti rivestimenti di materiale conduttore depositati sulla superficie interna del bulbo, disposti in fasce ed isolati tra loro (**figura 6**). Il compito di questi ultimi è di aumentare la luminosità della traccia. Nei casi di osservazione alla luce del giorno, o di proiezione ottica dell'immagine, la traccia deve avere un alto grado di luminosità. Un metodo relativamente semplice per ottenere una luminosità sufficiente a tale scopo consiste nell'aumentare la ampiezza della tensione di accelerazione: in tal modo, aumenta la velocità degli elettroni, il che consente di ricavare una notevole quantità di energia che viene poi convertita in luce ad opera dello schermo.

Se si applica al secondo anodo una maggiore tensione di accelerazione, l'aumento di velocità si verifica prima della deflessione causata dalle apposite placchette. Di conseguenza, gli elettroni in tal modo accelerati, impiegano un tempo molto minore ad attraversare il campo di deflessione, e la tensione che normalmente la determina in maniera sufficiente viene ad avere, data l'accelerazione, minore efficacia. Un sistema più soddisfacente consiste invece nell'impiego di alti potenziali di accelerazione — con la conseguenza di un notevole aumento della velocità degli elettroni — però, dopo avvenuta la deflessione. L'anodo intensificatore è l'elemento al quale viene applicato l'alto potenziale necessario allo scopo.

DIMENSIONI del PUNTO LUMINOSO

Allo scopo di determinare sullo schermo la presenza di una traccia sottile e ben definita, è indispensabile che il punto luminoso sia molto piccolo. Sebbene in prossimità del centro dello schermo sia facile ottenere un punto avente tali caratteristiche, esso tuttavia tende ad aumentare di superficie diminuendo nel contempo di intensità, man mano che si sposta verso la periferia. Tale fenomeno è dovuto ad una differenza tra il raggio di curvatura dello schermo e la lunghezza del raggio catodico, fino al punto di massimo fuoco. In periferia infatti, il raggio colpisce lo schermo non nel punto in cui la sezione è minima, bensì al di quà o al di là, a seconda di dove cade il suo punto di convergenza.

Anche il sistema di deflessione tende a sfuocare il punto nelle zone periferiche dello schermo, e — in linea di massima — le dimensioni di quest'ultimo aumentano allorchè l'intensità è maggiore e l'accelerazione è minore. Le dimensioni del punto, infine, dipendono anche dalle caratteristiche intrinseche del cannone, le quali, a loro volta, sono in riferimento allo scopo per il quale l'intero tubo è stato progettato. Normalmente, i tubi provvisti di grande schermo dànno un punto di dimensioni leggermente maggiori: ad esempio, un tubo elettrostatico da 3 pollici (7,5 cm circa), può dare un punto del diametro di 0,07 mm, mentre un tubo da 12 pollici (30 cm circa), dà normalmente un punto del diametro minimo di 0,09 millimetri.

La DEFLESSIONE ELETTROSTATICA

Supponiamo che un elettrone, o meglio ancora, una corrente di elettroni, venga spinta in un campo elettrostatico esistente tra due placche parallele e polarizzate. La corrente in questione verrà a trovarsi, in tal caso, sotto l'influenza di una forza perpendicolare alla sua direzione originale.

Il vettore $V1$ rappresenta, in **figura 7**, la velocità

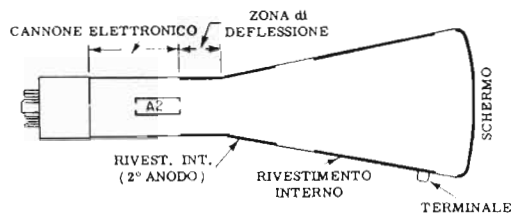



Fig. 6 - Per aumentare la luminosità della traccia in alcuni tubi si ha la presenza di un anodo intensificatore: nel tipo illustrato (5LP1A) si può vedere, oltre al secondo anodo, anche l'anodo intensificatore, entrambi sotto forma di rivestimento interno,

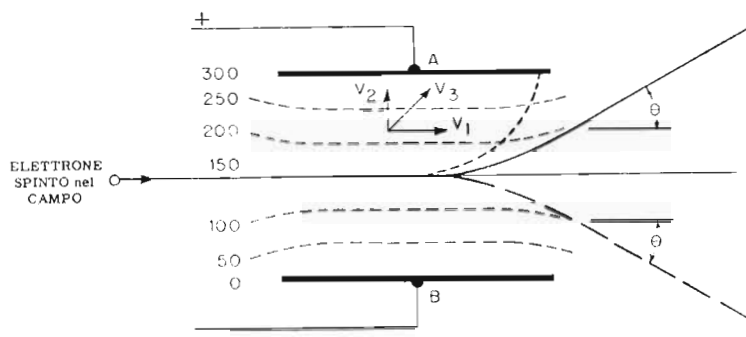



Fig. 7 - Deflessione di elettroni tra due placche parallele e rappresentazione vettoriale delle velocità, iniziale (V1) accelerata (V2), e risultante (V3).

iniziale di ogni singolo elettrone. Il campo elettrostatico al quale esso è sottoposto determina una accelerazione nella direzione del campo stesso, per cui fa in modo che si sposti lungo una traiettoria parabolica curva verso l'elettrodo positivo. Il vettore *V2* rappresenta la velocità verso tale elettrodo, acquistata da ogni elettrone in ogni istante. La velocità risultante è evidentemente il vettore *V3*, somma dei vettori *V1* e *V2*. Se la direzione del campo elettrostatico si inverte, ossia se viene invertita la polarità delle due placchette deflettrici, anche la direzione del movimento subisce la medesima inversione.

E' importante notare che le placchette montate orizzontalmente determinano una deviazione verticale, per cui vengono chiamate *placchette di deviazione verticale*. Se si monta una seconda coppia di placchette, parallele tra loro e ad angolo retto rispetto alle prime, è possibile determinare invece una deflessione orizzontale, per cui le placchette montate verticalmente vengono definite *placchette di deviazione orizzontale*, (**figura 8**).

Entrambe le coppie di placchette vengono installate nel collo del tubo, immediatamente al di sopra dell'anodo acceleratore, e vengono normalmente abbinate alla costruzione del cannone allo scopo di semplificare la fabbricazione. Spesso, esse vengono piegate in modo da offrire una specie di svasatura, onde consentire ampi angoli di deflessione senza che il raggio elettronico urti contro i bordi. Per semplificare la rappresentazione grafica e l'analisi dei circuiti relativi all'impiego del tubo, è pratica comune definire le placchette più prossime allo schermo con le sigle *D1* e *D2*, utilizzandole per la deflessione orizzontale, mentre quelle più prossime al secondo anodo vengono definite *D3* e *D4*, ed utilizzate per la deflessione verticale.

COMPORTAMENTO della TRACCIA oltre il CAMPO

La direzione del raggio catodico, una volta superato il campo deflettente, è diritta e tangente alla direzione seguita dagli elettroni nel punto esatto in cui il campo cessa di essere presente. I corpi in movimento tendono, per il ben noto principio di inerzia, a mantenere una direzione rettilinea, a meno che non intervenga una forza esterna che provochi una deviazione. Non appena gli elettroni sono usciti dalla zona di influenza del campo deflettente, la forza componente trasversale o perpendicolare scompare, per cui l'elettrone prosegue senza alcun altro impedimento fino a raggiungere lo schermo.

L'ANGOLO di DEFLESSIONE

Per angolo di deflessione si intende l'angolo che si forma tra il raggio catodico allorchè esso esce dal campo deflettente ed una linea parallela all'asse del tubo. Per una data intensità di campo, quest'angolo è direttamente proporzionale alla lunghezza del campo deflettente, il quale è a sua volta determinato dalla lunghezza delle placchette relative. Più lungo è il campo, maggiore è il tempo durante il quale esso può influenzare il raggio determinandone la deviazione. Oltre a ciò, minore è la distanza tra le placchette di deflessione, maggiore è l'intensità del campo determinato da una data tensione, e maggiore è, di conseguenza, l'angolo di deflessione. Detto angolo può ancora variare modificando la differenza di potenziale presente tra ogni coppia di placchette: in tali condizioni, l'intensità della forza trasversale varia, per cui l'effetto si ripercuote sulla deflessione. Per ultimo, l'angolo di deflessione può essere aumentato diminuendo la tensione di accelerazione: in tal modo infatti, si riduce la velocità degli elettroni, per cui essi possono impiegare un tempo più lungo ad attraversare il campo di deflessione. Quest'ultimo, di conseguenza, avrà un effetto più intenso.

SENSIBILITA' di DEFLESSIONE

La **sensibilità di deflessione** di un tubo a raggi catodici è una costante che indica quale è lo spostamento del punto sullo schermo (in pollici, in centimetri, o in millimetri), corrispondenti ad ogni volt di differenza di potenziale presente tra le placchette deflettrici. Ad esempio, nella tabella che elenca le caratteristiche di un tipo di tubo, si può leggere che la sensibilità di deflessione ammonta a 0,2 mm per volt c.c. Ciò significa che, allorchè il tubo è posto nelle sue normali condizioni di funzionamento, ogni volt a corrente continua presente tra le placchette deflettrici determina uno spostamento del punto luminoso di 0,2 mm dalla sua posizione normale in assenza di deflessione.

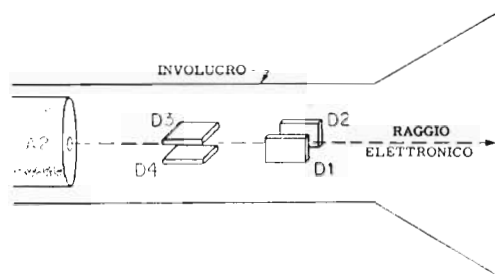



Fig. 8 - Posizione delle placchette di deflessione all'interno di un tubo. D1 e D2 sono quelle di deflessione orizzontale e D3 - D4 quelle per la deflessione verticale.

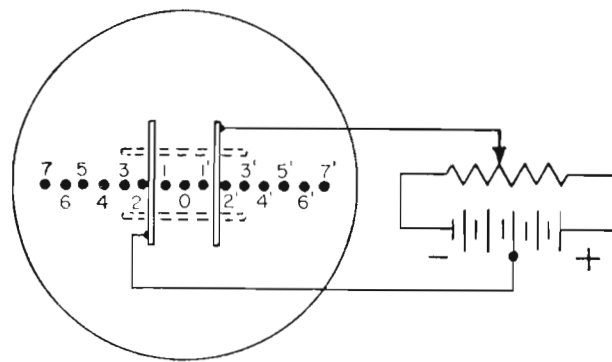



Fig. 9 - Movimento orizzontale del punto luminoso dal centro a sinistra ed a destra, ottenuto con variazioni del potenziometro.

La sensibilità di deflessione è direttamente proporzionale alla lunghezza delle placchette deflettrici ed alla distanza tra esse e lo schermo. E', inoltre, inversamente proporzionale alla distanza tra le placchette stesse e l'anodo di accelerazione.

FATTORE di DEFLESSIONE

Il **fattore di deflessione** indica la tensione necessaria tra una coppia di placchette per determinare uno spostamento unitario del punto sullo schermo, e costituisce il valore *reciproco della sensibilità* di deflessione. Esso viene espresso in funzione di un certo numero di volt c.c. per centimetro (o pollice) di spostamento del punto. Ad esempio, nel tubo precedentemente citato, avente una sensibilità di deflessione pari a 0,2 mm per volt, il fattore di deflessione è di 50 volt per centimetro (mm 100:0,2 = 50). A volte si esprime il fattore di deflessione anche in funzione della tensione del secondo anodo; in altre parole, il fattore di deflessione viene espresso in base allo spostamento del punto relativo ad ogni chilovolt applicato a detto anodo. Si può dire, ad esempio, « 60 volt c.c. per pollice/chilovolt sul secondo anodo ». Se a quest'ultimo si applica una tensione di 1 chilovolt, il fattore ammonta a 60 volt per pollice (24 volt/cm), mentre con una tensione di 2 chilovolt, il fattore aumenta a 120 volt/pollice, pari a 48 volt/cm.

DEFLESSIONE RADIALE

Nei casi in cui si desidera ottenere una deflessione radiale, si ricorre ad un sistema insolito di deflessione elettrostatica. La deflessione radiale fa in modo che il raggio elettronico si sposti allontanandosi o avvicinandosi al centro dello schermo, e viene ottenuta installando in corrispondenza del centro stesso un sottile bastoncino di metallo. Quest'ultimo coincide con l'asse del tubo e si estende per diversi centimetri all'interno dell'involucro. Allorchè il bastoncino è polarizzato *negativamente*, il campo radiale che esso determina nei confronti del secondo anodo (ossia col rivestimento interno che lo prolunga), determina una deflessione radiale *a partire dal centro*. Viceversa, detta deflessione avviene *verso il centro* se il potenziale applicato è *positivo*, ossia se l'elettrodo citato ha una tensione positiva maggiore di quella del secondo anodo.

SVILUPPO della TRACCIA LINEARE

Un tipo di deflessione tra i più importanti è quello che determina una traccia lineare, o, per meglio dire, l'immagine prodotta da un punto che si muove con velocità uniforme. Il punto luminoso quindi, nel caso in esame, percorre eguali distanze in eguali periodi di tempo.

Un punto che si sposti, ad esempio, attraverso uno schermo di 15.5 cm in modo tale da coprire una distanza costante di 2.5 cm in ogni secondo di tempo, si muove, evidentemente, con velocità uniforme; la traccia che il punto in movimento produce è una traccia lineare. La traccia lineare è importante in quanto rappresenta un semplice metodo per misure di tempo su un tubo a raggi catodici.

Se è noto che il punto ha la sua posizione base (vale a dire la posizione di partenza) alla estrema sinistra di uno schermo da 12.5, ad un certo istante, e se esso si sposta orizzontalmente attraverso lo schermo con una velocità uniforme di 2.5 cm al secondo, è evidente che, quando il punto si trova al centro esatto dello schermo è trascorso un intervallo di tempo di 2½ secondi. Quando il punto si è spostato di quattro quinti dell'intera distanza attraverso lo schermo, è invece trascorso un tempo pari a 4 secondi. In tal modo si è determinata una **base del tempo**. Detta base del tempo può essere tracciata in qualsiasi direzione, tuttavia è pratica comune tracciarla orizzontalmente.

Come vedremo meglio tra breve, la traccia lineare è particolarmente utile quando si impiega un tubo a raggi catodici per produrre un grafico o l'immagine di una determinata quantità variabile riferita al suo andamento rispetto al tempo.

Per far sì che il punto si sposti nel modo sopra descritto, si può ricorrere all'uso di un dispositivo costituito da un potenziometro e da una sorgente di tensione, come è illustrato a **figura 9**. Quando il cursore del potenziometro si trova nella sua posizione centrale, ossia nel punto neutro come differenza di potenziale presente ai suoi capi, entrambe le placchette de-

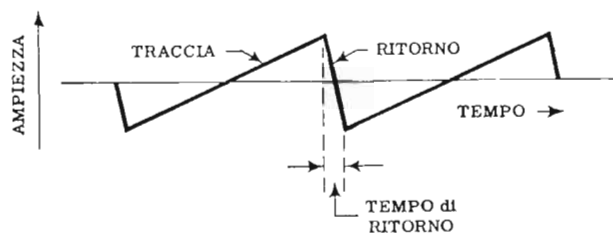



Fig. 10 - Ecco, ancora, la classica forma del segnale a dente di sega, segnale che riveste grande importanza e che trova ampia applicazione nell'uso del tubo a raggi catodici. Si ha un andamento lineare e graduale per un certo tempo (salita) ed una brusca inversione (ritorno della traccia al punto di partenza).

flettrici orizzontali hanno il medesimo potenziale. Non essendovi tra loro alcuna d.d.p., non si verifica deflessione, per cui il punto resta fermo nella posizione centrale (0). Se invece, il cursore viene spostato rapidamente verso sinistra, la placchetta di destra diventa più negativa, ed il punto si sposta verso sinistra (dalla posizione 0 alla posizione 7). Se, a questo punto, il cursore viene spostato *lentamente*, e con velocità uniforme, dalla posizione di estrema sinistra a quella di estrema destra, la tensione presente sulla placchetta deflettrice di destra varia gradatamente dal massimo negativo al massimo positivo — passando attraverso lo zero — nei confronti del potenziale fisso applicato all'altra placchetta. Tale provvedimento fa sì che il punto luminoso si sposti lentamente ed uniformemente attraverso lo schermo dalla posizione 7 alla posizione 7'

Se, infine, il cursore viene spostato velocemente in senso opposto fino alla posizione centrale, il punto segue a ritroso il cammino percorso e ritorna dal punto 7' al punto 0. Ripetendo tale procedura periodicamente, si ottiene che il punto si muove sempre lentamente attraverso lo schermo da sinistra a destra e quindi, ogni volta, giunto all'estremità di destra, rapidamente torna indietro.

Se si fa in modo che lo spostamento avvenga con sufficiente rapidità, la persistenza dell'immagine sullo schermo e l'inerzia della retina dell'occhio umano si combinano, e dànno l'illusione di vedere una linea luminosa retta e continua. Questa linea di luce può presentare qualche intermittenza o variazione se la frequenza delle escursioni è dell'ordine dalle 15 alle 25 volte al secondo, ma con l'aumentare della velocità l'inconveniente diminuisce fino a scomparire del tutto.

Poichè, in pratica, si richiedono al punto degli spostamenti rapidissimi, il sistema meccanico ora descritto non si presta allo scopo. In sostituzione, un sistema molto più pratico e vantaggioso è costituito da un circuito espressamente progettato, il quale determina delle oscillazioni caratterizzate da un aumento lento ed uniforme della tensione fino ad una certa ampiezza, raggiunta la quale si ha una rapida caduta della stessa. Si tratta di un circuito oscillatore che determina un segnale la cui forma, illustrata in **figura 10**, ne giustifica il nome: un tale segnale si chiama infatti « a dente di sega » ed è a noi già ben noto perchè rientra nelle forme d'onda non sinusoidale esaminate nella loro formazione e nei circuiti atti a generarle alle lezioni 91ª e 92ª.

DEFLESSIONE BIDIREZIONALE

Risultante di due forze

Qualsiasi forza che agisca entro un sistema ha una ampiezza ed una direzione definita; si dice in tal caso che una forza è una « grandezza vettoriale ». Come abbiamo visto in altre occasioni, essa può essere rappresentata da una freccia la cui lunghezza rappresenta l'intensità, e la cui direzione indica la direzione in cui essa agisce. La somma di più forze diventa pertanto un semplice problema di rappresentazione grafica, come illustrato alla **figura 11**.

Se due forze agiscono nella medesima direzione, la forza totale risultante non è altro che la somma delle due ampiezze individuali. Se invece esse agiscono in direzioni opposte, la forza totale risultante non è che la loro differenza. In ogni caso, la direzione della forza risultante coincide con quella della maggiore delle due.

Ad esempio, se due forze, una di 3 kg e l'altra di 4 agiscono su di un oggetto nel medesimo senso, quest'ultimo subirà una forza di 7 kg nella medesima direzione. Viceversa, se dette forze agiscono in senso opposto, l'oggetto subirà una forza di 1 kg avente la medesima direzione della forza originale di 4 kg.

Allorchè due forze agiscono ad angolo retto tra loro, la forza risultante è determinata dalle ampiezze relative. Essa può agire in qualsiasi direzione compresa tra quella della prima e quella della seconda, attraverso un angolo di 90°. Infine, l'intensità della risultante può avere qualsiasi valore compreso tra l'ampiezza della forza maggiore e 1,414 volte tale valore, (vedi **figura 12**).

DEFLESSIONE ELETTROSTATICA BIDIREZIONALE

Allorchè si applica una tensione alle *placchette di deflessione orizzontale*, si determina — come ben sappiamo — un campo elettrostatico, il quale esercita una forza orizzontale sul raggio di elettroni. Il fatto che

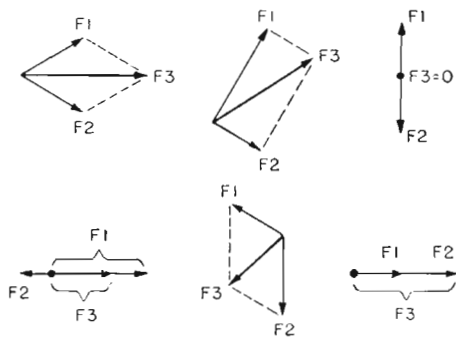



Fig. 11 - Rappresentazione vettoriale di due forze, F1 ed F2, presentanti ampiezze diverse ed operanti in diverse direzioni. La forza risultante è sempre F3.

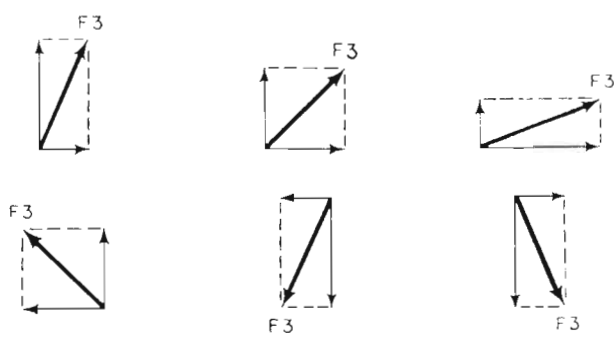



Fig. 12 - Rappresentazione vettoriale di due forze agenti ad angolo retto. Anche qui F3 è la risultante.

quest'ultimo si sposti verso destra o verso sinistra è determinato dalla direzione del campo. Come abbiamo visto, infatti, se la placchetta sinistra è positiva rispetto alla destra, la deflessione si verifica verso sinistra, e viceversa.

L'ammontare della deflessione è determinato dalla intensità del campo deflettente, la quale è a sua volta determinata dalla d.d.p. presente tra le placchette.

Allorchè si applica una tensione tra le *placchette deflettrici verticali*, si determina un secondo campo elettrostatico, il quale esercita anch'esso una forza sul raggio di elettroni. Tale forza si espleta però in senso verticale, ed il fatto che la deflessione avvenga verso l'alto o verso il basso dipende ancora dalla direzione del campo relativo, la quale — a sua volta — dipende dalla polarità della tensione applicata. L'ammontare della deflessione dipende invece dalla intensità del campo stesso.

Le due forze ora citate, che agiscono sul raggio di elettroni, sono, evidentemente, ad angolo retto tra loro, e la posizione risultante del punto luminoso sullo schermo è in strettissima relazione con la risultante delle due forze applicate. Se le due forze applicate sono di ampiezza tale da determinare una deflessione eguale, il raggio viene deflesso con un agnolo che lo porta a metà strada tra la posizione orizzontale e quella verticale, ossia a 45°. Se le due forze agiscono rispettivamente verso l'alto e verso destra, la deflessione diagonale risultante è a 45° verso il settore superiore destro dello schermo. Diversamente, due forze agenti rispettivamente verso l'alto e verso sinistra dànno una deflessione del raggio nel settore superiore sinistro, sempre a 45°, purchè esse determinino la medesima deflessione individuale.

Parimenti, se dette forze agiscono in basso e verso sinistra o in basso e verso destra, la deflessione avrà luogo nel settore inferiore rispettivamente sinistro o destro.

Se invece, l'ammontare della deflessione individuale non è il medesimo, il comportamento è identico a quello ora analizzato, con l'unica differenza che l'inclinazione della traccia non è più di 45°, bensì variabile a seconda delle relazioni tra le due ampiezze dei campi interessati.

Da quanto ora visto appare evidente che la deflessione di un raggio di elettroni per via elettrostatica può avere luogo in qualsiasi direzione. Il punto luminoso presente sullo schermo può essere spostato in qualsiasi parte dello schermo stesso, e ciò può essere effettuato mediante la combinazione di due diverse tensioni variabili che vengono applicate rispettivamente ad ognuna delle placchette deflettrici.

Supponiamo, ad esempio, che si voglia ottenere sullo schermo una figura rappresentante il ciclo di una tensione sinusoidale. Il metodo più comune per rappresentare un'onda sinusoidale è quello grafico. Sull'asse verticale si indica l'ampiezza della tensione, e sull'asse orizzontale si indica il tempo. Questa rappresentazione del valore istantaneo della tensione in funzione del tempo, dà luogo, alla ben nota figura. Se il raggio catodico viene deflesso verticalmente in modo proporzionale all'ampiezza del segnale che deve venire rappresentato, si ottiene sullo schermo una linea verticale. Ciò perchè la traccia si muove verso l'alto durante le alternanze positive e verso il basso durante quelle negative.

Se, però, contemporaneamente, si fa in modo che il raggio catodico si muova anche in senso orizzontale, con velocità uniforme, si ottiene la figura desiderata. Essa viene prodotta quindi contemporaneamente, dalla forza che produce la deflessione verticale, (ampiezza del segnale) e da quella che produce la deflessione orizzontale (base dei tempi lineare).

Tutti gli argomenti fin qui considerati in merito al tubo a raggi catodici a deviazione elettrostatica hanno avuto il solo scopo di chiarirne i principi costruttivi e di impiego, indipendentemente dalle applicazioni pratiche che hanno reso tale dispositivo realmente prezioso agli effetti delle varie indagini che il tecnico deve spesso compiere nell'analisi dei circuiti elettronici.

Si è infatti detto — a suo tempo — che le caratteristiche di funzionamento del tubo a raggi catodici non dipendono soltanto dalle caratteristiche funzionali del tubo stesso, bensì — ed in massima parte — dalle caratteristiche dei circuiti associati. Oggetto delle prossime lezioni sarà lo studio dei vari circuiti con cui è possibile disporre di speciali segnali che, applicati alle placchette di deflessione orizzontale, consentono di esaminare dettagliatamente la forma d'onda, l'ampiezza e la frequenza di altri segnali applicati invece alle placchette di deflessione verticale.

DOMANDE sulle LEZIONI 94ª e 95ª

N. 1 —

Quale è la differenza principale tra il tubo di Braun e il tubo di Johnson? Quale è il vantaggio del secondo rispetto al primo?

N. 2 —

Quale è il movimento che un elettrone tende ad assumere rispetto ad una forza elettrostatica, e rispetto alle linee equipotenziali?

N. 3 —

Quale è la caratteristica della forza subita da un elettrone immerso in un punto qualsiasi di un campo elettrostatico?

N. 4 —

In qual modo è possibile deviare un raggio elettronico?

N. 5 —

Quali sono i fenomeni fisici che consentono la messa a fuoco del punto luminoso, ed il suo spostamento sullo schermo?

N. 6 —

In quale modo è possibile variare l'intensità di un raggio catodico, e quindi la luminosità del punto sullo schermo?

N. 7 —

In quale modo viene effettuata la messa a fuoco?

N. 8 —

Quale è la caratteristica dei « fosfori » che ha consentito la realizzazione del tubo a raggi catodici?

N. 9 —

Da cosa viene determinato il colore della luce prodotta da uno schermo fluorescente?

N. 10 —

Quali sono gli elettrodi presenti nel cannone elettronico di un tubo a triodo?

N. 11 —

Quali sono gli elettrodi che provvedono allo spostamento del punto luminoso sullo schermo?

N. 12 —

Cosa si intende per « persistenza » della traccia luminosa sullo schermo?

N. 13 —

In qual modo viene creata una traccia lineare, orizzontale o verticale?

N. 14 —

In qual modo viene creata un'immagine curva o anche rettilinea, ma non coincidente con uno degli assi ortogonali?

N. 15 —

Per quale motivo è bene evitare che il punto luminoso resti a lungo nella medesima posizione sullo schermo?

N. 16 —

Quale è il compito del rivestimento di grafite applicato sulla superficie interna del tubo a raggi catodici, dalla fine del « collo » fino ad una certa distanza dallo schermo?

RISPOSTE alle DOMANDE di Pag. 737

N. 1 — In base al teorema di Fourier, secondo il quale qualunque segnale non sinusoidale può venire scomposto in una serie di forme d'onda sinusoidali (armoniche), aventi frequenze multiple della fondamentale.

N. 2 — Simmetria rispetto all'asse zero, a « mezza onda » (o speculare), ed a « quarto d'onda ».

N. 3 — Esse non sono valide, perchè sono basate esclusivamente sul presupposto che i segnali che passano nel condensatore o nell'induttanza siano sinusoidali.

N. 4 — Si può scomporre il segnale presente all'entrata in tutte le armoniche che lo compongono, e successivamente calcolare il comportamento di ognuna di queste. Per ottenere la forma d'onda del segnale di uscita, si ricompongono le armoniche con le singole ampiezze che loro competono. Un altro metodo è basato sulla risposta del circuito alle tensioni transitorie.

N. 5 — Le forme d'onda quadrate e rettangolari, o comunque ad impulsi, e quelle a dente di sega.

N. 6 — Le armoniche di ordine pari. Ciò poichè essi presentano una simmetria di tipo speculare.

N. 7 — La ricchezza in armoniche a frequenza elevata, che determina il limite superiore della banda passante. Il limite inferiore della banda viene invece determinato dalla frequenza fondamentale.

N. 8 — Il tempo di salita è l'intervallo richiesto per salire dal 10% al 90% dell'ampiezza totale. Il tempo di durata è l'intervallo durante il quale l'impulso permane al massimo valore di tensione. Il tempo di discesa rappresenta l'intervallo necessario per passare dal valore massimo a quello minimo.

N. 9 — L'azione principale si ha nei tratti della forma d'onda molto inclinati rispetto all'asse orizzontale; in particolare, nel caso di impulsi, si ha una deformazione del fronte ascendente e del fronte discendente, ed un arrotondamento degli angoli.

N. 10 — In questo caso, l'azione principale si determina sui tratti paralleli all'asse orizzontale; ossia — negli impulsi — nel tratto relativo al tempo di durata.

N. 11 — Un segnale ad onda rettangolare. Ciò perchè alternativamente, ciascuna delle due valvole passa dalla condizione di funzionamento a quella di blocco.

N. 12 — I multivibratori bistabili e monostabili devono essere eccitati. Quelli astabili possono autoscillare.

N. 13 — Applicando alla griglia di una delle due valvole dei segnali ad impulsi o sinusoidali, di frequenza pari o multipla a quella di sincronizzazione.

N. 14 — Sulla tensione presente ai capi di un condensatore durante il periodo di carica. Viene sfruttato il tratto iniziale della curva, relativamente rettilineo.

N. 15 — Il segnale presente all'uscita ha una tensione istantanea proporzionale all'inclinazione rispetto all'asse orizzontale del segnale di entrata.

N. 16 — Il segnale presente all'uscita è proporzionale all'energia immagazzinata nel circuito fino all'istante considerato.

N. 17 — Il fenomeno della saturazione del trasformatore di accoppiamento tra placca e griglia.

TABELLA 84 — DATI TECNICI dei TUBI a RAGGI CATODICI a DEVIAZIONE ELETTROSTATICA — CARATTERISTICA AMERICANA

TIPO	Diam.	Filamento		A1	A2	A3	G1	SENSIBILITA' mm/V		ZOCC.
	mm	V	A	V	V	V	-V	D1-D2	D3-D4	fig.
1EP1-2-11	25,4	6,3	0,6	100/300	1.000	-	14/42	0,08/0,12	0,07/0,11	1
2AP1A	50,8	6,3	0,6	250	1.000	-	30/90	0,11	0,13	2
2BP1-11	50,8	6,3	0,6	300/560	2.000	-	135	0,95	0,14	3
3ACP1-7-11	76,2	6,3	0,6	545	2.000	4.000	45/75	0,12/0,13	0,15/0,16	4
3AP1A	76,2	2,5	2,1	430	1.500	-	25/75	0,22	0,23	5
3BP1-4-11	76,2	6,3	0,6	575	2.000	-	30/90	0,13	0,17	6
3BP1A	76,2	6,3	0,6	575	2.000	-	30/90	0,13	0,17	7
3FP7	76,2	6,3	0,6	575	2.000	4.000	30/90	0,10	0,14	8
3FP7A	76,2	6,3	0,6	575	2.000	4.000	30/90	0,10	0,14	4
3GP1-4-5-11	76,2	6,3	0,6	350	1.500	-	25/75	0,21	0,24	9
3GP1A-3GP4A	76,2	6,3	0,6	245/437	1.500	-	25/75	0,17/0,26	0,20/0,30	10
3JP1-2-4-7-11-12	76,2	6,3	0,6	400/690	2.000	4.000	30/90	0,11/0,15	0,95/0,20	4
3JP1A-7A-11A	76,2	6,3	0,6	400/690	2.000	4.000	45/75	0,13/0,17	0,18/0,24	4
3KP1-4-11	76,2	6,3	0,6	320/600	2.000	-	0/90	0,10/0,18	0,24/0,25	11
3RP1-4-3RP1A	76,2	6,3	0,6	330/620	2.000	-	135	0,13/0,17	0,18/0,24	3
3SP1-4-7	76,2	6,3	0,6	330/620	2.000	-	28/135	0,13/0,17	0,18/0,24	3
3UP1	76,2	6,3	0,6	320/620	2.000	-	126	0,08/0,10	0,08/0,11	12
3WP1-2-11	76,2	6,3	0,6	330/620	2.000	-	60/100	0,23/0,30	0,36/0,44	13
5ABP1-7-11	127,0	6,3	0,6	400/690	2.000	4.000	52/87	0,80/0,97	1,05/1,42	4
5ADP1-7-11	127,0	6,3	0,6	300/515	1.500	3.000	34/56	0,49/0,63	0,67/0,83	4
5AJP1	127,0	6,3	0,6	400/900	500	6.000	30/60	0,11	0,11	14
5AMP1	127,0	6,3	0,6	0/300	2.500	-	34/56	0,49/0,63	1,00/1,22	15
5AQP1	127,0	6,3	0,6	0/300	2.500	-	34/56	0,49/0,63	0,67/0,82	7
5ATP1-2-7-11	127,0	6,3	0,6	0/700	6.000	-	34/56	0,22/0,27	0,60/0,75	16
5BP1-1802-P1-2-4-5-11	127,0	6,3	0,6	425	2.000	-	20/60	0,30	0,33	9
5BP1A	127,0	6,3	0,6	450	2.000	-	20/60	0,30	0,33	10
5BP7A	127,0	6,3	0,6	375/570	2.000	-	20/60	0,26/0,35	0,28/0,40	10
5CP1-2-4-5-7-11	127,0	6,3	0,6	575	2.000	4.000	30/90	0,32	0,27	17
5CP1A	127,0	6,3	0,6	575	2.000	4.000	30/90	0,32	0,27	4
5CP1B-2B-7B-11B	127,0	6,3	0,6	400/690	2.000	4.000	45/75	0,25/0,30	0,29/0,35	4
5CP7A-11A-12	127,0	6,3	0,6	575	2.000	4.000	30/90	0,27	0,34	4
5GP1	127,0	6,3	0,6	425	2.000	-	24/56	0,70	0,35	9
5HP1-4	127,0	6,3	0,6	425	2.000	-	20/60	0,30	0,33	9
5HP1A	127,0	6,3	0,6	450	2.000	-	20/60	0,31	0,33	10
5JP1A-4A	127,0	6,3	0,6	333/630	2.000	4.000	45/105	0,22/0,33	0,22/0,33	18
5LP1A-4A	127,0	6,3	0,6	376/633	2.000	4.000	30/90	0,21/0,32	0,23/0,35	19
5MP1-4-5-11	127,0	2,5	2,1	375	1.500	-	15/45	0,38	0,42	20
5NP1-4	127,0	6,3	0,6	450	2.000	-	20/60	0,32	0,33	9
5RP1A-4A	127,0	6,3	0,6	362/605	2.000	20.000	30/90	0,12/0,18	0,14/0,20	21
5SP1-4	127,0	6,3	0,6	363/695	2.000	4.000	30/90	0,25/0,38	0,29/0,45	22
5UP1-7-11	127,0	6,3	0,6	340/360	2.000	-	90	0,36/0,48	0,51/0,58	3
5VP7	127,0	6,3	0,6	315/562	2.000	-	20/60	0,26/0,33	0,31/0,35	10
5XP1	127,0	6,3	0,6	362/695	2.000	20.000	30/90	0,12/0,19	0,37/0,55	21
5XP1A-2A-11A	127,0	6,3	0,6	362/695	2.000	12.000	45/75	0,16/0,19	0,50/0,64	21
5YP1	127,0	6,3	0,6	541/1040	2.000	6.000	45/135	0,15/0,22	0,55/0,62	23
7EP4	177,8	6,3	0,6	546/858	3.000	-	43/100	0,17/0,22	0,19/0,28	10
7JP1-P4-P7	177,8	6,3	0,6	1620/2400	6.000	-	72/178	0,10/0,14	0,13/0,18	24
7VP1	177,8	6,3	0,6	800/1200	3.000	-	84	0,24/0,29	0,31/0,36	24

TABELLA 85 — DATI TECNICI dei TUBI a RAGGI CATODICI a DEVIAZIONE ELETTROSTATICA — CARATTERISTICA EUROPEA

TIPO	Diam.	Filamento		A1	A2	A3	A4	G1	SENSIBILITA' mm/V		ZOCC.
	mm	V	A	V	V	V	V	-V	D1-D2	D3-D4	fig.
DB-DH 3-91	30,0	6,3	0,55	500	-	500	-	8/27	0,22	0,19	27
DB-DG-DP 7-1	44,0	6,3	0,31	200/300	800	-	-	0/50	0,25	0,16	28
DB-DG 7-1	71,0	4,0	1,00	150/350	800	-	-	0/30	0,22	0, 14	29
DG 7-2	71,0	4,0	1,00	150/350	800	-	-	0/30	0,22	0,14	30
DB-DG-DR-DP 7-5	71,0	6,3	0,30	200/300	800	-	-	0/50	0,25	0,16	31
DB-DG-DR-DP 7-6	71,0	6,3	0,30	200/300	800	-	-	0/50	0,25	0,16	31
DG 7-31	71,0	6,3	0,30	500	0/120	500	-	50/100	0, 35 / 0, 43	0,24 / 0,30	32
DG 7-32	71,0	6,3	0,30	500	0/120	500	-	50/100	0,35 / 0,43	0,24 / 0,30	32
DB-DG 7-36	77,8	6,3	0,30	1.500	247/397	1.500	-	40/80	0,49 / 0,59	0,33 / 0,41	33
DB-DG 9-3	97,5	4,0	1,00	200/400	1.000	-	-	0/40	0,40	0,31	34
DB-DG 9-4	97,5	4,0	1,00	200/400	1. 000	-	-	0/40	0,40	0,31	34
DB-DG 9-5	97,5	4,0	1,00	230/430	1. 000	5.000	-	0/40	0,18	0,15	34
DB-DG-DR-DP 10-2	97,5	6,3	0,30	2.000	400/720	2.000	-	45/100	0,32 / 0,38	0,24 / 0,38	35
DB-DG-DR 10-3	97,5	4,0	0,56	1.000	200/340	1.000	-	18/46	0,65	0,55	36
DB-DG-DR 10-5	97,5	4,0	0,56	1.000	200/340	1.000	2.500	18/46	0,37	0,32	37
DB-DG-DR-DP 10-6	97,5	6,3	0,30	2.000	400/720	2.000	4.000	45/100	0,25 / 0,31	0,19 / 0,25	35
DG 10-74	96,5	6,3	0,30	2.000	400/720	2.000	4.000	45/100	0,25 / 0,31	0,19 / 0, 25	38
DH- 10-78	100,0	6,3	0,30	2.000	400/700	2.000	2.000	45 / 75	0,57 / 0,59	0,23 / 0,28	38
DB-DG-DR-DP 13-2	135,0	6,3	0,30	2.000	400/720	2.000	4.000	45 / 100	0,34 / 0,42	0,29 / 0,37	35
DG 13-32	133,0	6,3	0,60	2.000	340/640	2.000	-	0 / 90	0,41 / 0,55	0,33 / 0,45	39
DB-DG-DP 13-34	133,0	6,3	0,60	2.000	400/690	2.000	4.000	45/75	0,51 / 0,63	0,38 / 0,47	40

Le due tabelle qui riportate elencano i principali dati tecnici relativi alle condizioni di impiego dei tubi a raggi catodici a deviazione elettrostatica di uso più comune, sia quelli a caratteristica americana (tabella 85) che quelli a caratteristica europea (tabella 86).

Abbiamo già accennato al significato delle sigle dei tubi a caratteristica americana: per quanto riguarda quelli a caratteristica europea, il significato è il segente:

Prima lettera: D = Doppia deflessione elettrostatica, con messa a fuoco anch'essa elettrostatica.

Seconda lettera: B = luce blu, bassa persistenza; C = luce viola, bassissima persistenza; F = luce arancione, lunghissima persistenza; G = luce verde, media persistenza; L = luce arancione, lunga persistenza; P = schermo a doppio strato, a luce blu con bassa persistenza, seguita da luce giallo - verde a lunghissima persistenza; R = luce giallo - verde, lunga persistenza.

Prima cifra: Diametro dello schermo in mm per i tipi a schermo rotondo, e diagonale per il tipi a schermo rettangolare.

Seconda cifra: Numero di serie.

Nella prima colonna sono elencati i vari tipi di tubi: si noterà che molti sono raggruppati in una sola voce: ciò è dovuto al fatto che essi hanno le medesime caratteristiche di funzionamento. Ad esempio, nella prima colonna della tabella 85, notiamo per prime le sigle « 1EP1 - 2 - 11 ». Ciò significa che i dati riportati sono relativi ai tubi 1EP1, 1EP2 ed 1EP11.

Facciamo presente che per i tipi riportati nella tabella 85, la misura del diametro in pollici è contenuta — come è noto — nella medesima sigla che li contraddistingue. Ciò nonostante, nella seconda colonna è stato riportato il diametro corrispondente in millimetri, ricavato semplicemente in base al fattore di conversione dei pollici in millimetri, che non sempre si riferisce al diametro effettivamente utile dello schermo.

Nella tabella 86, invece, è riportato il solo diametro in millimetri, corrispondente alle dimensioni massime dello schermo, Tale dato è però contenuto anche — ripetiamo — nella sigla di ogni singolo tipo.

Le sigle relative agli anodi, (A1, A2, A3 ed A4), sono considerate in ordine progressivo a partire dal catodo. In altre parole, A1 rappresenta l'anodo che segue immediatamente la griglia, A2 l'anodo acceleratore, e così via.

Dei due valori riportati per la tensione negativa della griglia controllo (G1 - V), il più basso rappresenta la minima tensione di polarizzazione, ed il più alto la tensione di interdizione, in corrispondenza della quale la traccia luminosa scompare dallo schermo.

D1 - D2, e D3 - D4, rappresentano le due coppie di placchette deflettrici: la sensibilità in mm/V (millimetri per volt), rappresenta la deviazione del punto luminoso, in millimetri, che si ottiene per ogni volt aplicato tra le singole coppie di placchette per la deviazione elettrostatica.

A pagina 764 sono riportati i disegni relativi alla disposizione dei contatti allo zoccolo, con i riferimenti elencati nell'ultima colonna di entrambe le tabelle.

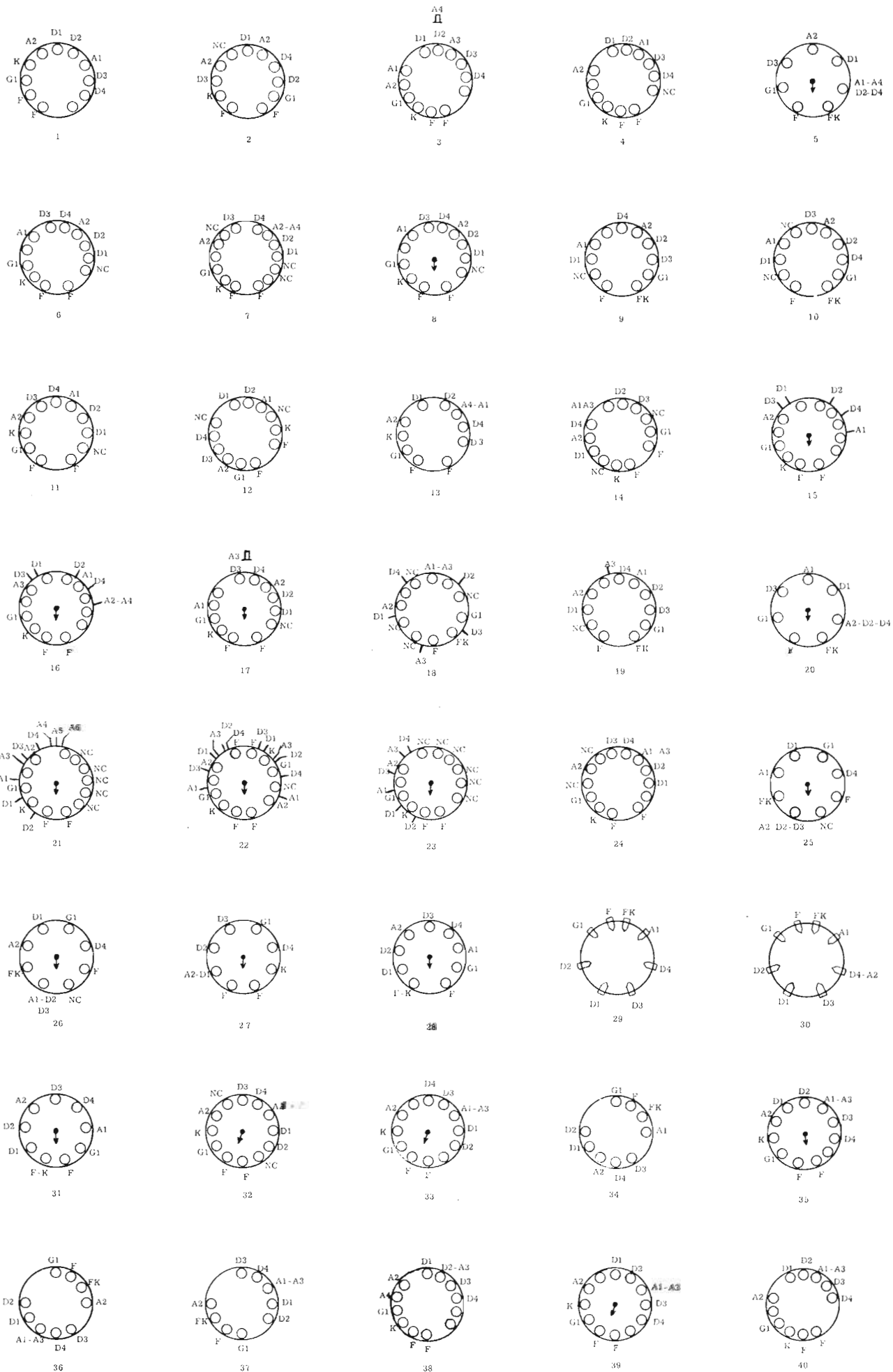
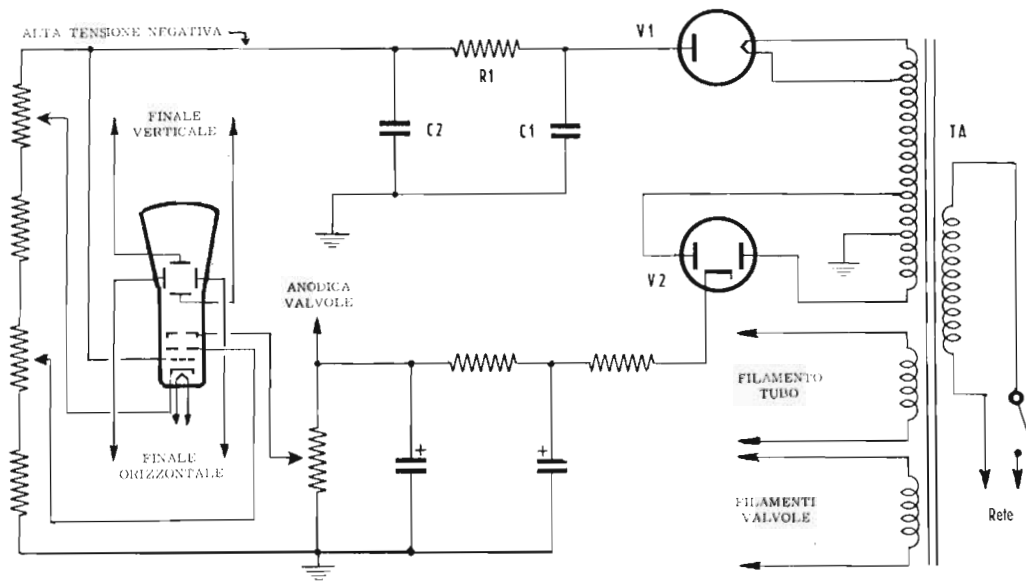



TABELLA 86 — CARATTERISTICHE dei FOSFORI per SCHERMI FLUORESCENTI

In questa tabella vengono elencati i fosfori (prima colonna), così come sono stati registrati dalla EIA (Electronic Industries Association). Nella seconda e terza colonna figurano i colori di luminosità per luminescenza e per fosforescenza. Come si può notare, alcuni fosfori dànno due colori diversi a seconda che si tratti di luminescenza o di fosforescenza (persistenza della traccia). Viene indicata anche la caratteristica di persistenza (quarta colonna). Nell'ultima colonna — infine — vengono elencate le più comuni possibilità di impiego per ogni tipo di fosforo. In base alle sigle dei vari tipi è così possibile scegliere il tubo più adatto.

Fosforo	Colore di emissione		Persistenza	Applicazione
	Fluorescenza	Fosforescenza		
P-1	Verde giallastra	Verde giallastra	Media	Oscilloscopi e radar
P-2	Verde giallastra	Verde giallastra	Media	Oscilloscopi
P-3	Arancione giallastra	Arancione giallastra	Media	
P-4	Bianca	Bianca	Da media a medio-corta	Cinescopi monocromatici per televisione
P-5	Bleu	Bleu	Medio-corta	Registrazione fonografica
P-6	Bianca	Bianca	Corta	Non più usato impiegato originariamente nei ricevitori TV
P-7	Bianca	Verde giallastra	Bleu, medio-corta Gialla, lunga	Radar
P-8	Non piu usato	Sostituito da P-7		
P-9	Non più usato			
P-10			Traccia scura, molto lunga	Per l'osservazione viene usata una sorgente di luce esterna; persistenza da alcuni secondi a parecchi mesi
P-11	Bleu	Bleu	Medio-corta	Registrazione fotografica
P-12	Arancione	Arancione	Lunga	Radar
P-13	Arancione rossastra	Arancione rossastra	Media	
P-14	Bleu porporino	Arancione giallastra	Bleu, medio-corta Giallo verdastra, media	Usi militari dove la velocità di ripetizione dell'immagine debba essere da 2 a 4 sec una volta cessata l'eccitazione
P-15	Verde	Verde	Visibile, corta Ultravioletta, molto corta	Ripresa televisiva di fotografie mediante scansione a punto mobile (flying spot)
P-16	Porpora bluastra	Porpora bluastra	Molto corta	Ripresa televisiva di fotografie mediante scansione a punto mobile (flying spot)
P-17	Da bianco gialla a bianco bleu	Gialla	Bleu, corta Gialla, lunga	Usi militari
P-18	Bianca	Bianca	Media	Televisione a bassa frequenza di quadro
P-19	Arancione	Arancione	Lunga	Indicatori radar
P-20	Da verde a giallo verde	Da verde a giallo verde	Da media a medio-corta	Rappresentazioni di elevata visibilità
P-21	Arancione rossastra	Arancione rossastra	Media	
P-22	Schermo tricolore		Media	Televisione a colori
P-23	Bianca	Bianca	Media	Bianco freddo (seppia) intercambiabile con P-4
P-24	Verde	Verde	Corta	Tubi analizzatori a punto mobile (flying spot)
P-25	Arancione	Arancione	Media	Usi militari dove la velocità di ripetizione dell'immagine debba essere da 10 sec a 2 min una volta cessata l'eccitazione
P-26	Arancione	Arancione	Molto lunga	Radar
P-27	Arancione rossastra	Arancione rossastra	Media	Apparecchi di controllo (monitor) per TV a colori
P-28	Giallo verde	Giallo verde	Lunga	Radar
P-29	Schermo bicolore		Media	Tubi indicatori per strumenti a bordo di aerei

Tipico esempio di alimentatore per apparecchio contenente un tubo a raggi catodici. Il trasformatore è provvisto di tre secondari, due dei quali per i filamenti (del tubo e delle valvole) ed il terzo per l'anodica, l'alta tensione ed il filamento della raddrizzatrice di quest'ultima. Le tensioni necesarie dipendono dal tipo del tubo a raggi catodici; nei normali oscillografi con tubo da 3 o 5 pollici l'alta tensione negativa si aggira sui — 1.000 volt.

Gli alimentatori per apparecchi contenenti un tubo a raggi catodici, quali ad esempio gli oscillografi, devono comprendere una apposita sezione che provveda a fornire l'alta tensione necessaria per l'anodo acceleratore, oltre alle altre tensioni inferiori per gli altri elettrodi e per le valvole.

Tale tensione si aggira sui 1000 volt per tubi di piccolo diametro, ma può salire — come si nota osservando le tabelle 84 e 85 — fino a 20.000 volt per i tubi di grandi dimensioni. Le correnti assorbite sono molto deboli, dell'ordine cioè di 1/10 di milliampère.

Tuttavia, poichè le varie tensioni vengono prelevate per lo più lungo un partitore, agli effetti del calcolo del circuito dell'alimentatore, è necessario considerare anche la corrente costante che fluisce in quest'ultimo che, solitamente, è dell'ordine di tre milliampère.

Poichè la corrente assorbita è — ripetiamo — molto debole, la tensione raddrizzata può essere considerata pari a circa 2 volte (1,414 volte) il valore della tensione alternata applicata alla placca della raddrizzatrice. Ad esempio, se il secondario ad alta tensione fornisce 700 volt, la tensione continua sarà di circa 1000 volt.

Come si può notare nello schema di principio qui rappresentato, contrariamente a quanto avviene di solito, l'alta tensione per i tubi a raggi catodici viene prelevata dal circuito di placca della raddrizzatrice (lato negativo), mentre si pone a massa il lato positivo. Questo provvedimento viene adottato per i motivi che ora illustreremo.

Generalmente, la tensione delle placchette di deflessione viene prelevata dal medesimo circuito che fornisce la tensione anodica alle altre valvole, e ciò in quanto le esigenze di funzionamento comportano la necessità di un accoppiamento diretto tra le placchette deflettrici e gli anodi delle valvole finali dei due amplificatori (orizzontale e verticale); questa tensione, in generale, si aggira su 250 - 300 volt positivi rispetto a massa. Per ottenere un'elevata differenza di potenziale tra le placchette deflettrici ed il catodo del tubo, si fa in modo, quindi, che su quest'ultimo sia presente una forte tensione negativa.

Come si può notare nello schema, la massima tensione negativa in questione, prelevata sulla placca della raddrizzatrice *V1*, viene applicata, dopo un opportuno filtraggio (*R1*, *C1* e *C2*), direttamente alla griglia controllo e, attraverso una resistenza variabile, al catodo. Al primo anodo acceleratore perviene una tensione di valore inferiore, anch'essa variabile mediante un potenziometro. Al secondo anodo viene infine applicata una tensione variabile, compresa tra 0 e la massima tensione anodica positiva rispetto a massa.

Un'altra ragione per cui si preferisce scegliere questa distribuzione di tensione risiede nel fatto che una differenza di potenziale notevole tra le placchette deflettrici e la massa determinerebbe un campo elettrostatico che metterebbe fuori fuoco il raggio catodico.

Come si può notare nello schema, il circuito raddrizzatore per l'alta tensione è ad una sola semionda. Questo sistema di rettificazione è sufficiente, sia perchè in tal modo si diminuisce il numero delle spire necessarie nel secondario del trasformatore, sia perchè con un circuito a due semionde, non si riuscirebbe ad ottenere con altrettanta semplicità un'alta tensione negativa rispetto a massa.

Le valvole che si impiegano in tali circuiti sono spesso diverse dalle normali raddrizzatrici, poichè devono essere adatte per alte tensioni e basse correnti. Le più comuni sono, tra le valvole americane, la 1V2, la 1AX2 e la 1X2.

Poichè il filamento è, nei tubi a raggi catodici, collegato al catodo, esso si trova ad un'alta tensione rispetto a massa. E' quindi opportuno che, per l'accensione, venga usato un avvolgimento secondario separato da quello per i filamenti delle altre valvole, se non si vuole che l'alta tensione sia presente anche su questi ultimi.

E' bene aggiungere che, grazie al notevole sviluppo conseguito nel campo dei rettificatori ad ossido, questi possono essere impiegati anche per rettificare l'alta tensione necessaria per l'alimentazione dei tubi a raggi catodici. In tal modo si ottiene il vantaggio di eliminare una fonte di calore — quale è normalmente una valvola raddrizzatrice — sempre dannosa, e, particolarmente, in uno strumento di misura, e di eliminare anche il secondario separato del trasformatore, di cui si è detto, necessario per alimentarne il filamento.

Chiedete all'edicola

il Numero 100

vol. IX - aprile 1961

Rivista mensile diretta da Giulio Borgogno

RADIO e TELEVISIONE

viene inviata in abbonamento e venduta alle Edicole in tutta Italia.

Agli abbonati in caso di cambio indirizzo è richiesto l'invio di Lire 50 con la comunicazione dell'indirizzo nuovo; in ogni caso è sempre molto importante precisare anche il vecchio indirizzo al quale la Rivista veniva spedita.

Per lo scambio di corrispondenza si prega unire il francobollo per la risposta.

PUBBLICITA':

Via dei Pellegrini, 8/4 - Telef. 593.478 - Milano

La Rivista accetta inserzioni pubblicitarie secondo tariffe che vengono inviate a richiesta delle Ditte interessate.

La Direzione, pur essendo disposta a concedere molto spazio alla pubblicità poichè questa interessa sempre gran parte dei lettori, avverte che ogni aumento di inserzioni non andrà mai a danno dello spazio degli articoli di testo perchè ogni incremento di pubblicità porterà ad un aumento del numero di pagine.

La Direzione si riserva la facoltà di rifiutare il testo, le fotografie e i disegni che non ritenesse adeguati all'indirizzo della rivista.

REDAZIONE E DIREZIONE:

Via dei Pellegrini, 8/4 - Telef. 593.478 - Milano

La responsabilità degli scritti firmati spetta ai singoli autori.

Manoscritti, disegni, fotografie non pubblicati non si restituiscono.

STAMPA:

Via dei Pellegrini, 8/6 - Telef. 542.924 - Milano

Tipografia propria: Grafica Tecnico Commerciale.
Iscrizione presso il Tribunale di Milano al N. 3188.
Direttore responsabile: Giulio Borgogno.

DIFFUSIONE:

Concessionaria per la diffusione alle Edicole in Italia: Diffusione Milanese - Via Soperga, 57 - Milano.

ABBONAMENTI:

Abbonamento a 6 numeri: lire 1600; a 12 numeri: lire 3060 - IGE compresa. Estero: lire 4000 (dollari 6).

I numeri arretrati costano lire 350; possono però essere compresi in conto abbonamento, se disponibili. Per l'invio di qualsiasi somma consigliamo servirsi del Conto Corrente Postale; è il mezzo più economico e sicuro. Modulo di versamento all'Ufficio Postale.

Il ns./Conto Corr. porta il N. 3/4545 - Milano.

SOMMARIO

Organo informativo dei commercianti di radio-TV ed apparecchi elettrodomestici - degli importatori e dei tecnici dell'industria del ramo - per la documentazione di categoria e la divulgazione tecnica

GELOSO

Dal 1931 su tutti i mercati del mondo

Un ricevitore veramente completo, che voi stessi potete costruire con facilità e sicurezza di riuscita, è il **G 334**

descritto alla lezione 74ª

Vi permette la ricezione delle Onde Corte e Medie, è corredato di comandi a tastiera, e costituisce la più conveniente soluzione – anche dal punto di vista economico – per realizzare un apparecchio radio modernissimo.

Col G 334 la ricezione è estesa su tre gamme (1 di Onde Medie e 2 di Onde Corte: da 25 a 70 e da 65 a 185 m): ciò permette l'ascolto di numerose stazioni in qualsiasi ora del giorno e della notte. La controreazione di Bassa Frequenza conferisce all'apparecchio prerogative di ottima qualità di riproduzione. L'occhio elettrico rende semplicissima l'operazione di una esatta sintonizzazione, resa d'altronde già molto agevole dalla scala parlante demoltiplicata. Si hanno inoltre 6 circuiti accordati, comando a tastiera per il cambio di gamma — controllo di tono — altoparlante ellittico — alimentazione da 100 e 230 volt. Il mobile è in colore marrone, con finiture colore avorio. Dimensioni di cm 37 × 20 × 24 e peso di kg. 4,450.

G 334/SM — Scatola di montaggio, completa di valvole e di ogni parte necessaria alla costruzione. Prezzo comprensivo di tasse radio e di imballo, porto escluso . . . . Lire 14.900

Mobile marrone, completo per detto. Prezzo comprensivo di tasse e imballo . . . . Lire 4.200

G 334 — Ricevitore montato, tarato e collaudato, completo di mobile. Prezzo, tasse radio comprese . . . . Lire 27.800

GELOSO S.p.A. - Viale Brenta, 29 - Telefoni 563.183/4/5/6/7 - MILANO (808)

HEATH COMPANY

a subsidiary of Daystrom, Inc.

Oscilloscope KIT

MODELLO

OM-3

VERTICALE:

Tempo di salita	0,25 miscosecondi
Risposta di frequenza	± 3 dB da 4 Hz a 1,2 MHz ± 6 dB da 3 Hz a 2 MHz
Sensibilità	36 mV efficaci per cm. a 1 kHz
Impedenza d'ingresso	a 1 MHz 2,6 MΩ nella posizione X1; 3,3 MΩ nella posizione X10 e X100. Queste impedenze sono il risultato di 22 micromicrofarad schuntati a 3,6 MΩ nella posizione X1 e 11 micromicrofarad schuntati con 3,9 MΩ nella posizione X10 e X100

ORIZZONTALE:

Risposta di frequenza	± 3 dB da 2 Hz a 425 kHz ± 6 dB da 1 Hz a 625 kHz
Sensibilità	275 mV per cm. a 1 kHz
Impedenza d'ingresso	25 pF con una R parallelo di 10 MΩ
Generatore asse di tempo	a multivibratore da 20 Hz a 150 kHz.
Tubi elettronici impiegati	1 - 5 BP 1 tubo a raggi catodici 2 - 12 AU 7 separatore catodico e amplificatore orizzontale, amplificatore per la deflessione verticale. 1 - 12 BH 7 amplificatore per la deflessione verticale. 1 - 6 BA 8 separatore catodico e amplificatore verticale. 1 - 12 AX 7 - Generatore asse tempi a multivibratore. 1 - 6 X 4 Rettificatore per bassa tensione. 1 - 1 V 2 Rettificatore per alta tensione.

Alimentazione	105 - 125 Volt C.A. 50/60 Hz 65 watt.
Dimensioni	21,5 cm di larghezza x 36 cm di altezza x 45 cm di profondità.
Peso netto	9 kg circa.

RAPPRESENTANTE GENERALE PER L'ITALIA

LARIR soc. r. l. MILANO P.zza 5 GIORNATE 1 Telefoni: 795.762 - 795.763

AGENTI ESCLUSIVI DI VENDITA PER: LAZIO - UMBRIA - ABRUZZI
Soc. FILC RADIO - ROMA
Piazza Dante, 10 - Telefono 736.771

EMILIA - MARCHE
Ditta A. ZANIBONI - BOLOGNA
Via Azzogardino, 2 - Telefono 263.359

corso di

RADIOTECNICA

pubblicazione settimanale - 13 - 20 maggio 1961 - un fascicolo lire 150 33° numero

corso di RADIOTECNICA

settimanale a carattere culturale

Direzione, Amministrazione, Pubblicità: Via dei Pellegrini 8/4 - Telef. 593.478

MILANO

Ogni fascicolo — contenente 3 lezioni — costa lire 150, acquistato alle edicole.

Se l'edicola risulta sprovvista, o si teme di rimanere privi di qualche numero, si chieda invio settimanale direttamente al proprio domicilio a mezzo abbonamento.

Il versamento per ricevere i 52 fascicoli costituenti l'intero Corso è di lire 6500 + I.G.E. = lire 6630. A mezzo vaglia postale, assegno bancario, o versamento sul conto corr. postale 3/41.203 del « Corso di RADIOTECNICA » - Via dei Pellegrini 8-4 - Milano. In ogni caso, scrivere in modo molto chiaro e completo il proprio indirizzo.

L'abbonamento può essere effettuato in qualsiasi momento; si intende comprensivo delle lezioni pubblicate e dà diritto a ricevere tali lezioni, che saranno inviate con unica spedizione.

Estero: abbonamento al Corso, Lit. 8.500. ($ 15). Numeri singoli Lit. 300 ($ 0,50).

Per i cambi di indirizzo durante lo svolgimento del Corso, unire lire 100, citando sempre il vecchio indirizzo.

Fascicoli singoli arretrati — se disponibili — possono essere ordinati a lire 300 cadauno.

Non si spedisce contrassegno.

Distribuzione alle edicole di tutta Italia: Diffus. Milanese . Via Soperga, 57 - Milano.

Direttore responsabile: Giulio Borgogno.

Autorizzaz. N. 5357 - Tribunale di Milano.

Stampa: Intergrafica S.r.l. - Cologno Monzese.

La Direzione non rivende materiale radio; essa può comunicare, se richiesta, indirizzi di Fabbricanti, Importatori, Grossisti ecc. in grado di fornire il necessario ed ai quali il lettore può rivolgersi direttamente.

Alla corrispondenza con richiesta di informazioni ecc. si prega allegare sempre il **francobollo per la risposta.**

Parte del testo e delle illustrazioni è dovuta alla collaborazione del Bureau of Naval Personnel, nonchè al Dept. of the Army and the Air Force - U.S.A.

A chi può essere utile questo Corso? Anzitutto — stante la sua impostazione — il Corso, basato sull'esposizione in forma a tutti accessibile, della radiotecnica, dai suoi elementi basilari alla evoluzione più recente, rappresenta la forma ideale per tutti coloro che intendono dedicarsi all'elettronica, sia come forma ricreativa sia — soprattutto — per l'acquisizione di una professione specializzata che possa procurare loro una posizione di privilegio in seno alla società odierna.

Anno per anno, la nostra civiltà si indirizza sempre più verso questa meravigliosa, si potrebbe dire fascinosa, elettronica, che nel modo più evidente consente sviluppi impensati, progressi grandiosi e una rapida evoluzione di tutti gli altri rami dello scibile che essa tocca e influenza.

L'industria, tutta l'industria, nel senso più ampio, da quella elettrotecnica a quella meccanica, alla metallurgica, alla chimica ecc., con i suoi laboratori di ricerca e le sue fabbriche richiede, e richiederà sempre più, con un ritmo rapidamente crescente, tecnici specializzati con conoscenza dell'elettronica, tecnici specificatamente elettronici e persino operai e impiegati di ogni ordine e categoria con cognizioni di elettronica.

Si può dire che anche le branche commerciali, quelle dei trasporti e persino quelle amministrative con le recenti introduzioni delle calcolatrici, abbisognano di personale che conosca i principi dell'elettronica, le macchine relative, il loro pieno sfruttamento, la eventuale riparazione ecc. e, quanto più in modo completo, quanto meglio.

Nasce, da una tale situazione, una logica conseguenza: per la scelta di una professione o di un mestiere, per un miglioramento della propria posizione sociale, per l'intrapresa di una libera attività o anche per la sola acquisizione di cognizioni che indubbiamente verranno oltremodo utili, è quanto mai opportuno riflettere se non sia conveniente dedicare un po' di tempo allo studio di questa scienza che ha tra l'altro il pregio di rendersi immediatamente attraente, concreta, accessibile e foriera di moltissime soddisfazioni.

A questo scopo appunto, e con questi intenti, è stato redatto questo Corso.

Non mancano invero altri corsi (specie per corrispondenza) o scuole di radiotecnica, nè mancano (sebbene siano in numero del tutto inadeguato) scuole statali o pareggiate ma la struttura e l'impostazione che caratterizzano queste 156 lezioni sono alquanto particolari, presentando non pochi vantaggi sulle diverse altre forme di cui si è detto.

Anzitutto vogliamo porre in evidenza **il fattore economico.**

Frequentare regolarmente, durante tutto l'anno, una scuola è certo il modo più logico — anche se non il più rapido — per apprendere ma, tralasciando il fatto che rarissimi sono gli Istituti di radiotecnica, è a tutti possibile dedicarsi esclusivamente, e per l'intero anno, allo studio? Noi riteniamo che chi può farlo costituisca oggi assai più l'eccezione che la regola. Ciò significa infatti poter disporre liberamente del proprio tempo senza avere la necessità di un contemporaneo guadagno: il nostro Corso permette a chiunque di studiare a casa propria, nelle ore libere dal lavoro, senza abbandonare o trascurare quest'ultimo. Ciò caratterizza invero anche altri corsi, ma il vantaggio economico diviene notevole ed evidentissimo se si considera che di fronte all'esborso, anche se rateale, di quasi 80.000 lire che i corsi per corrispondenza richiedono, seguendo il nostro Corso la spesa in un anno risulta di poco più di 7500 lire (150 lire alla settimana presso un'edicola) o di 6630 lire totali, con recapito postale, settimanale, delle lezioni a domicilio.

E' superfluo dire che la Modulazione di Frequenza, i transistori, i circuiti stampati, la trasmissione, il telecomando ecc. sono argomenti integrali del Corso e non costituiscono motivo di corsi speciali, aggiunti o particolari.

Le lezioni di questo Corso — a differenza di molte altre — non sono stampate con sistemi di dispensa, a ciclostile, o con sistemi più o meno analoghi, derivanti cioè da un originale battuto a macchina da scrivere; esse sono stampate in uno stabilimento grafico, con chiari caratteri tipografici da cui deriva una assai più agevole lettura e — fattore certamente di non secondaria importanza — un contenuto molto più ampio, corrispondendo una pagina a stampa a tre o quattro pagine di quelle citate. Il lettore avrà, alla fine del Corso, un volume di ben 1248 pagine di grande formato!

Chiunque, indipendentemente dall'età, dalla professione e dalle scuole compiute **può seguire il Corso.** Alle esposizioni teoriche si abbinano numerose, attraenti, istruttive ed utili descrizioni che consentono la realizzazione di ricevitori, amplificatori, strumenti vari e persino di trasmittenti su onde corte.

A questo proposito è sintomatico il fatto che la Direzione non vuole assolutamente assumere la fisionomia di un fornitore o commerciante di materiale radio, rivendendo agli allievi le parti necessarie. Il materiale occorrente l'interessato può acquistarlo dove e come meglio crede e, assai spesso anzi, già ne dispone. Viene così evitato l'acquisto forzoso, caratteristico più o meno di tutti gli altri corsi.

Anche chi è già radiotecnico, anche chi ha seguito o segue altri corsi troverà il massimo tornaconto in questo completo ed aggiornato lavoro. Molte nozioni, è logico, saranno note, altre un po' meno e sarà utile rinfrescarle, e il tutto infine costituirà un manuale di consultazione, prezioso tanto per la teoria esposta quanto per i numerosi schemi, per le tabelle, per i grafici, gli elenchi, i dati, il vocabolario dei termini ecc.

Concludendo, si può affermare che questo **Corso di Radiotecnica** oltre che come insegnamento graduale si presenta come **enciclopedia e rivista assieme** ciò che permette di formare — con modestissima spesa — **il più completo, ricco, utile e pratico volume di radiotecnica di cui sia dato oggigiorno disporre.**

L'OSCILLOGRAFO A RAGGI CATODICI

L'oscillografo a raggi catodici è uno strumento elettronico di grande utilità per il radiotecnico, sia per gli impieghi della tecnica delle riparazioni che — in misura ancora maggiore — per l'uso in fase di progetto, di studio, e di collaudo di apparecchiature originali. La sua grande utilità gli deriva dalla preziosa dote di consentire la visione dell'entità e della forma delle varie tensioni e correnti presenti in un circuito.

L'oscillografo sfrutta tutte le possibilità offerte dal tubo a raggi catodici, migliorandole ed ampliandole mediante l'uso di circuiti accessori che costituiscono di per se stessi le varie sezioni dello strumento.

Un oscillografo a raggi catodici può essere, teoricamente, suddiviso in sei sezioni separate, che ora esamineremo; ognuna di queste sezioni compie una funzione specifica e indispensabile, e, — nonostante la sua apparente complessità — l'oscillografo è uno degli strumenti in realtà più semplici che la tecnica abbia elaborato a vantaggio del tecnico.

Le sezioni che compongono un oscillografo sono le seguenti, come è illustrato nello schema funzionale di **figura 1**:

L'amplificatore verticale — Come si è detto, la sensibilità del tubo non è tale da dare una deviazione apprezzabile del raggio catodico se non mediante l'applicazione alle placchette deflettrici di una tensione di una certa entità. La tensione e la corrente che caratterizzano la maggior parte dei segnali che circolano in un apparecchio elettronico sono invece, in linea di massima, di piccola entità: da qui, la necessità di dotare l'oscillografo di un'amplificazione capace di aumentare l'ampiezza di detti segnali fino ad un valore sufficiente per determinare una deflessione apprezzabile. All'ingresso dell'amplificatore apposito viene applicato il segnale da esaminare; l'uscita viene collegata alle placchette di deflessione verticale. Qualsiasi segnale così applicato alle placchette deflettrici in senso verticale, — allorchè quelle deflettrici in senso orizzontale sono inattive — determina lo spostamento periodico del punto luminoso, per cui sullo schermo si ottiene una linea verticale (**figura 2**), la cui lunghezza è direttamente proporzionale all'ampiezza del segnale stesso. L'amplificazione fornita dall'intero amplificatore deve essere regolabile mediante un potenziometro, onde adattare il segnale presente, all'uscita che è in relazione alle dimensioni dello schermo; la curva di responso alla frequenza deve essere lineare entro ampi limiti. Maggiore è l'ampiezza della gamma di frequenza entro la quale l'amplificazione è lineare, migliore è la qualità dello strumento e più ampia la sua utilità.

Se l'ingresso dell'amplificatore verticale è provvisto di un attenuatore calibrato, e se sullo schermo viene applicata una mascherina trasparente e tarata con indicazioni in millimetri o multipli, conoscendo a priori il fattore di deflessione, si può misurare la lunghezza della traccia verticale per valutare l'ammontare della tensione applicata all'ingresso dell'amplificatore: in tal caso l'oscillografo serve anche per la misura di tensioni.

L'amplificatore orizzontale — Esso è in tutto analogo all'amplificatore verticale, e si presta ad un compito analogo. Anche in questo caso, qualsiasi segnale applicato all'ingresso determina sullo schermo una linea, come è illustrato alla **figura 3**. L'unica differenza consiste nel fatto che l'amplificazione prevista è inferiore, e ciò, in quanto l'utilizzazione è un po' diversa. Mentre all'amplificatore verticale si applica il segnale che deve essere esaminato, l'amplificatore orizzontale deve semplicemente determinare lo spostamento periodico del punto luminoso in senso orizzontale, in modo da consentire la formazione dell'immagine. A tale scopo viene applicato al suo ingresso o un segnale speciale prodotto da una terza sezione dell'oscillografo, o altri segnali dei quali ci occuperemo in seguito. Anche l'amplificatore orizzontale deve essere lineare entro ampi limiti, perchè, in determinati casi, viene utilizzato come il precedente.

Di conseguenza, anch'esso è provvisto di un controllo manuale dell'amplificazione.

La base dei tempi — Come abbiamo visto nello studio della corrente alternata, tale corrente può essere rappresentata graficamente mediante un sistema di assi cartesiani nel quale l'ampiezza variabile della tensione viene riportata in senso verticale, mentre il fattore « tempo » viene rappresentato in senso orizzontale. Il circuito denominato « base dei tempi » al quale abbiamo già fatto un breve cenno esaminando l'impiego del tubo a raggi catodici, ha appunto il compito di determinare lo spostamento periodico del punto luminoso in senso orizzontale, compiendo così la funzione dell'asse « x »; si ottiene in tal modo una traccia visibile durante il movimento del punto da sinistra a destra, ed invisibile durante il ritorno, da destra a sinistra. Ciò è possibile adottando un circuito oscillante che produce quella tensione a particolare andamento —

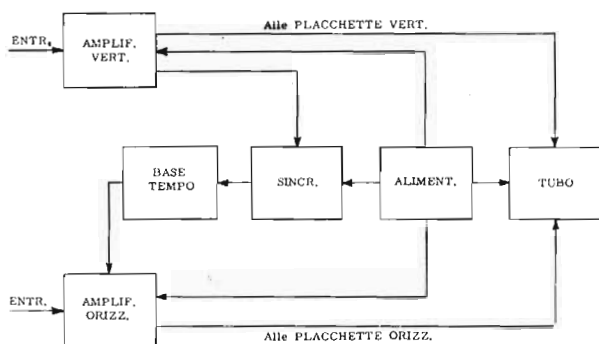



Fig. 1 — Schema a blocchi di un oscillografo a raggi catodici. Come si nota, esso consta di quattro sezioni indipendenti, di un tubo a raggi catodici, e di un alimentatore generale.

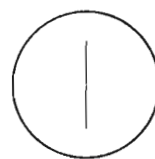



Fig. 2 - Lo spostamento ritmico del punto in senso verticale dà una linea continua.

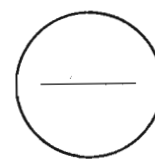



Fig. 3 - Col segnale tra le sole placchette di deflessione orizzontale, si ha una linea come da figura.

Fig. 4 - Tensione a dente di sega. Il tratto in discesa è più ripido di quello in salita. L'esplorazione dello schermo ha luogo col tratto in salita.

come sappiamo — a « dente di sega », la cui forma ci è nota, ma che raffiguriamo nuovamente alla **figura** 4. Il circuito, ripetiamo, è congegnato in modo tale che durante il tratto in salita, il punto si sposta con una certa velocità, costante, fino a raggiungere il valore massimo, mentre durante il tratto in discesa, molto più rapido del primo, il punto ritorna in posizione di partenza (a sinistra dello schermo), senza determinare su quest'ultimo, nel tragitto, una traccia visibile. Il segnale in questione viene applicato alle placchette di deflessione orizzontale attraverso il relativo amplificatore (di cui si è detto sopra) che consente la regolazione dell'ampiezza delle oscillazioni e quindi la scelta e l'adeguamento alle esigenze della larghezza della traccia orizzontale.

L'amplificatore orizzontale è provvisto, nel suo circuito di ingresso, di un commutatore che permette di inserire il segnale di base dei tempi o di escluderlo, a seconda della necessità.

La presenza della tensione a dente di sega, e quindi della traccia corrispondente sullo schermo, consente di raffigurare su quest'ultimo la tensione applicata alle placchette verticali, in funzione del tempo. Ciò è dovuto al fatto che, mediante opportuni controlli, la frequenza delle oscillazioni è regolabile in modo tale che sia sempre possibile avere un'intera oscillazione orizzontale nel medesimo tempo in cui si verifica un determinato numero di oscillazioni nel segnale verticale. Per questo motivo, il circuito della base dei tempi è munito di un commutatore che divide l'ampia gamma delle frequenze generate in un determinato numero di settori, a campo più ristretto, e di un controllo graduale che consente di individuare tutte le frequenze contenute nei vari settori.

Il circuito di sincronismo — Compito di questo circuito è quello di *sincronizzare* i segnali prodotti dalla base dei tempi rispetto a quelli provenienti dall'amplificatore verticale. In tal modo, è possibile far coincidere sempre l'inizio di ogni oscillazione a dente di sega con l'inizio di una oscillazione del segnale verticale e mantenere stabile la visione delle forme d'onda in esame. Anche questo circuito è provvisto di un controllo manuale che ne dosa l'efficacia e che è posto a portata di mano dell'operatore.

Il tubo a raggi catodici — Di questa sezione ci siamo occupati esaurientemente nelle lezioni precedenti: è dunque sufficiente ripetere che esso può avere uno schermo di vario diametro, può fornire tracce di vario colore, e può essere più o meno sensibile. Le uscite dei due amplificatori precedentemente citati sono collegate alle due coppie di placchette deflettrici, mentre gli altri elettrodi fanno capo ai vari controlli di messa a fuoco e di luminosità.

L'alimentatore — Anche di questa sezione ci siamo già occupati, sia pure sommariamente. Maggiori dettagli verranno però forniti nella descrizione pratica di un oscillografo. La massima tensione a c.c che l'alimentatore deve fornire si aggira intorno ai 1.000 volt, tuttavia, occorre disporre anche di tensioni più basse per alimentare le varie valvole amplificatrici, oscillatrici, ecc.

L'immagine che si produce sullo schermo è dunque la combinazione dei due segnali, orizzontale e verticale, applicati alle relative coppie di placchette. Questi segnali, agendo simultaneamente sul raggio catodico e determinandone lo spostamento secondo la risultante dei due campi elettrostatici, fanno sì che il punto luminoso descriva sullo schermo l'andamento del segnale di ingresso verticale in funzione della frequenza del segnale orizzontale, ossia del tempo.

Abbiamo ora detto che l'azione combinata dei due campi elettrostatici simultanei applicati alle placchette deflettrici determina la comparsa sullo schermo della forma d'onda del segnale da esaminare: il principio fondamentale è illustrato alla **figura** 5. Le quattro sezioni della figura possono essere così suddivise: in basso, a sinistra, è riprodotta la forma d'onda di una oscillazione intera a dente di sega; in alto, sempre a sinistra, è rappresentato lo schermo del tubo con l'immagine che vi dovrebbe apparire e, a destra, è riprodotta la forma d'onda del segnale da esaminare. In **B** vediamo ciò che effettivamente appare sullo schermo.

Nelle diverse sezioni il punto *0* costituisce l'inizio simultaneo dei due segnali, ed è corrispondente all'assenza di campo elettrostatico sia verticale che orizzontale tra le placchette deflettrici, in quanto la tensione è nulla. Man mano che la tensione a dente di sega sale fino a raggiungere il punto *12*, nel quale il suo valore è massimo, il punto luminoso si sposta orizzontalmente sullo schermo fino a raggiungere il punto

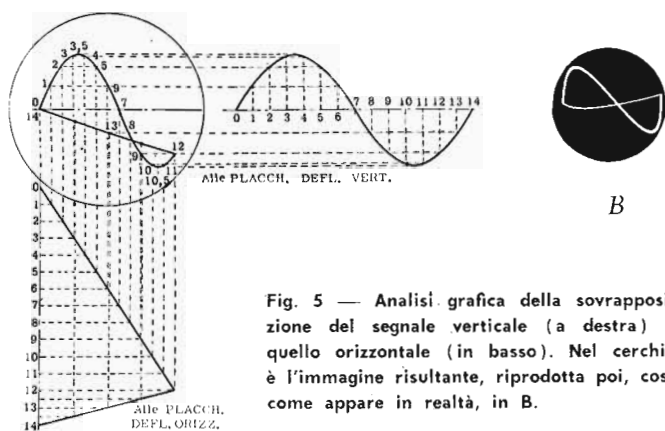



Fig. 5 — Analisi grafica della sovrapposizione del segnale verticale (a destra) a quello orizzontale (in basso). Nel cerchio è l'immagine risultante, riprodotta poi, così come appare in realtà, in B.

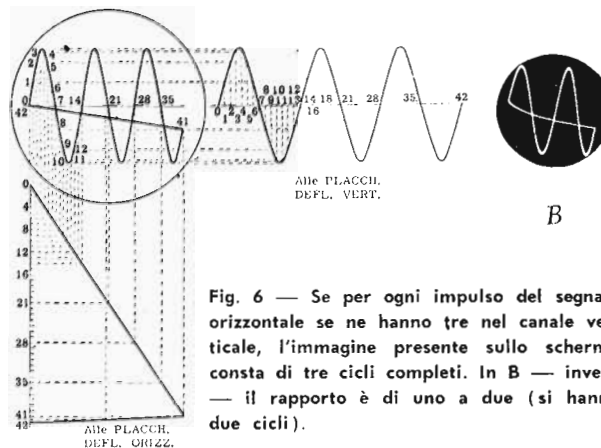



Fig. 6 — Se per ogni impulso del segnale orizzontale se ne hanno tre nel canale verticale, l'immagine presente sullo schermo consta di tre cicli completi. In B — invece — il rapporto è di uno a due (si hanno due cicli).

12 corrispondente. Esso però non si trova più sul diametro orizzontale, in quanto la sua posizione ha subito contemporaneamente tutti gli spostamenti in senso verticale determinati dalla presenza del campo elettrostatico verticale. Seguendo punto per punto i due segnali, si noterà che, nell'istante in cui la tensione a dente di sega cade rapidamente dal punto *12* al punto *14*, l'immagine presente sullo schermo corrisponde a buona parte del segnale verticale. Se la durata dell'impulso triangolare fosse leggermente maggiore, esso avrebbe potuto essere riprodotto per intero. E' facile notare, alla figura 5-B che l'ultimo tratto del segnale verticale — che non consente alla traccia-luminosa di raggiungere il diametro orizzontale dello schermo — si manifesta mediante una leggera curvatura della traccia di ritorno al punto di partenza.

Detta traccia, in realtà, è bene non sia visibile, per cui — come vedremo in seguito — esistono alcuni sistemi per sopprimerla.

La **figura 6** illustra il caso in cui una oscillazione orizzontale a dente di sega avviene nel periodo di tempo in cui si verificano tre oscillazioni complete del segnale verticale. In tal caso, sullo schermo sono visibili tre cicli di detto segnale, e ciò ci dimostra che **il numero delle oscillazioni visibili è dato dal rapporto tra la frequenza del segnale verticale e la frequenza del segnale orizzontale**. Se le frequenze sono eguali, si vedrà sullo schermo un solo periodo (rapporto 1:1); se la frequenza è doppia, si vedranno due periodi (rapporto 2:1), e così via. E' facile dedurre che, conoscendo perfettamente la frequenza del segnale orizzontale (nel nostro caso frequenza del segnale a dente di sega), è possibile conoscere quella del segnale verticale moltiplicando il valore della frequenza orizzontale per il numero di oscillazioni visibili sullo schermo.

La sezione **B** della figura 6 illustra l'immagine che si presenta su di uno schermo allorchè la frequenza verticale è doppia di quella orizzontale.

L'AMPLIFICATORE VERTICALE

Affinchè uno strumento di misura possa « leggere » un segnale senza variarne minimamente le caratteristiche, è necessario che esso non comporti alcun assorbimento di corrente. Per questo motivo la sua impedenza di ingresso deve essere, se non infinita, per lo meno molto elevata. Ciò abbiamo visto a suo tempo, a proposito del voltmetro a valvola, ed abbiamo allora visto anche come sia possibile realizzare un amplificatore la cui impedenza di ingresso ammonti a diversi Megaohm, impedenza sufficiente per la maggior parte delle applicazioni pratiche. Inoltre, dal momento che l'oscillografo deve poter servire pure per l'osservazione di segnali a frequenza molto elevata, anche la capacità di ingresso non deve essere superiore a 20 pF, e, in casi speciali, deve essere notevolmente inferiore.

Il responso alla frequenza dell'amplificatore verticale varia a seconda delle esigenze. Esistono tipi di oscillografi destinati esclusivamente alle misure in Bassa Frequenza: in tal caso un responso lineare fino a 100 kHz è sufficiente. Tuttavia, come vedremo meglio in seguito, anche nelle analisi di circuiti a Bassa Frequenza occorre disporre di oscillografi aventi una curva di responso molto più ampia, in quanto i segnali in gioco possono essere del tipo « non sinusoidale », ed in tal caso minore è la linearità di responso, maggior è la distorsione introdotta dall'amplificatore. Questo ci è ormai ben chiaro dall'esame che abbiamo fatto appunto delle onde a forma non sinusoidale.

Uno degli accessori più importanti di tali amplificatori è costituito dall'attenuatore di ingresso, che può essere di due tipi, come è illustrato alle **figure 7-A** e **B**. Nel primo caso, il segnale viene applicato ai capi di un potenziometro, il cui cursore preleva la quantità desiderata e necessaria per determinare sullo schermo la deflessione voluta. Il secondo caso è, invece, più complesso, in quanto il segnale viene applicato ai capi di un divisore le cui caratteristiche sono tali da determinare una prima attenuazione detta « a decadi ». I valori dei vari settori della resistenza sono, infatti, calcolati in modo tale da consentire il prelievo di tutto il segnale, oppure di 1/10, di 1/100 o di 1/1.000. Ad esso fa seguito il sistema potenziometrico convenzionale, che, per ogni portata, consente di prelevare i vari valori intermedi.

Nel casi in cui l'oscillografo debba essere impiegato per l'esame di frequenze molto elevate, si preferisce adottare uno stadio di ingresso del tipo a « cathode-follower », illustrato alla **figura 8**. In **A** il segnale è applicato direttamente sulla griglia del primo stadio, ed è prelevato sul catodo mediante un potenziometro; in **B** il segnale è applicato invece ad un attenuatore

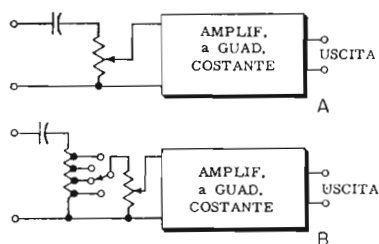



Fig. 7 — Per controllare l'ampiezza della deflessione si può avere un semplice attenuatore potenziometrico (A) oppure un doppio attenuatore, a scatti e potenziometrico (B).

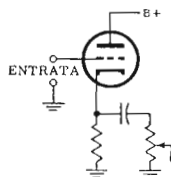



Fig. 8A — Stadio di ingresso di un amplificatore ad accoppiamento catodico. L'attenuatore potenziometrico è applicato all'uscita.

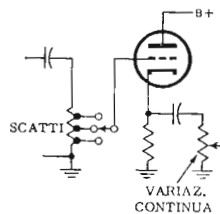



Fig. 8B — Stadio di ingresso con attenuatore a scatti. In tal modo è possibile, se necessario, prelevare solo una parte del segnale da esaminare.

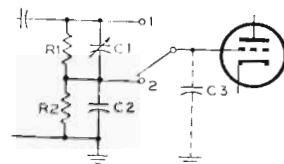



Fig. 9 — L'attenuatore a scatti, presente all'ingresso dell' amplificatore verticale, porta dei compensatori in parallelo alle resistenze, che rendono l'attenuazione indipendente dalla frequenza.

a decadi posto direttamente ai capi dell'ingresso, mentre il potenziometro, inserito sull'uscita catodica, consente di variare gradualmente l'ampiezza del segnale prelevato.

Agli effetti delle frequenze molto elevate, la capacità di ingresso dell'amplificatore ha notevole importanza dato che costituisce un possibile percorso verso massa nei confronti del segnale. La reattanza offerta da tale capacità si comporta, in pratica, come una resistenza posta in parallelo alle resistenze dell'attenuatore. Per tale motivo, ciascuna resistenza reca in parallelo una capacità variabile (compensatore), come è illustrato alla **figura 9**. La regolazione di tali compensatori consente di mantenere i rapporti a decadi tra le varie impedenze, questo perchè le relative capacità vengono tarate in modo che il rapporto tra le ampiezze del segnale presente ai capi delle varie sezioni sia costante, indipendentemente dalla frequenza. In altre parole, il valore ohmico dei vari settori dell'attenuatore non è dato dal solo valore di *R*1 e di *R*2, bensì dalla loro combinazione in parallelo con la reattanza capacitiva X_c offerta dai diversi compensatori ad esse collegati.

La **figura 10** illustra uno schema tipico di amplificatore verticale a 4 stadi per oscillografi a raggi catodici. L'uso dei triodi è preferibile in quanto la distorsione introdotta è molto bassa, come abbiamo visto a suo tempo. L'attenuatore di ingresso è del tipo descritto ma a due rapporti, ed il potenziometro inserito nel circuito catodico del primo stadio consente di variare a piacere l'ampiezza del segnale prelevato. I due stadi successivi sono caratterizzati dalla presenza di induttanze in serie al carico anodico, indispensabili al fine di mantenere costante l'amplificazione alle frequenza più elevate. Con l'aumentare della frequenza, infatti, aumenta la reattanza da esse opposta, e quindi la quantità di segnale che si sviluppa sull'anodo di ciascuno stadio, supplendo così alle perdite altrimenti verificantisi. La quarta valvola amplificatrice è inserita anch'essa a « cathode-follower », il che assicura una buona stabilità di funzionamento; il potenziometro collegato in serie al catodo ha — come vedremo — notevole importanza agli effetti del centraggio dell'immagine sullo schermo.

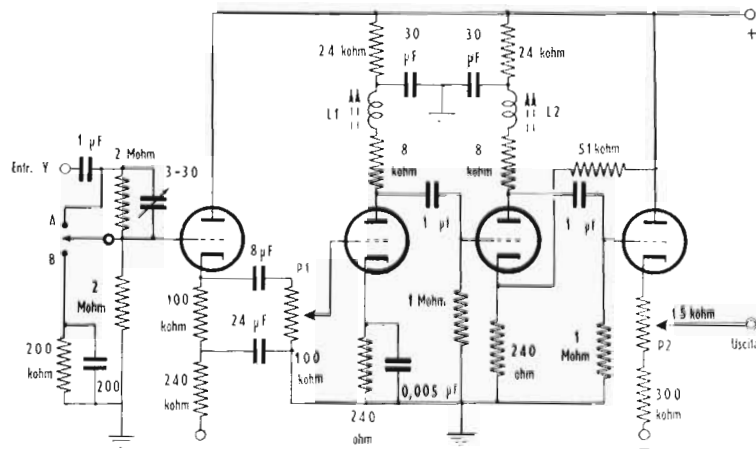
Come si è detto nello studio del tubo a raggi catodici, la non uniformità del campo elettrostatico di deflessione determina lo sfuocamento del punto luminoso, e quindi dell'immagine da esso costruita, nelle regioni periferiche dello schermo. Allo scopo quindi di evitare qualsiasi distorsione è necessario che i campi elettrostatici abbiano la massima uniformità. Sappiamo inoltre che, generalmente, il lato positivo dell'alta tensione viene collegato a massa, contrariamente a quanto accade nelle normali apparecchiature elettroniche.

Negli oscillografi di tipo più economico, il sistema di deflessione usato è ad uscita « singola », ossia « non bilanciata ». In tal caso, una delle due placchette di ogni coppia è collegata a massa, e la tensione di deflessione (ossia il segnale), viene applicata all'altra placchetta. Detta tensione può essere negativa o positiva rispetto a massa. Dal momento che l'anodo acceleratore ha il medesimo potenziale della placchetta connessa a massa, si determina una non uniformità nel campo di deflessione, per cui il punto si sfuoca e l'immagine risulta distorta.

Nei circuiti d'uscita in « push-pull » o « bilanciati » invece, nessuna delle placchette è collegata a massa, ed il segnale deflettente viene applicato ad entrambe. In tal modo vengono evitate in massima parte tutte le fonti di distorsione e di sfocatura, e si ottiene, inoltre, il vantaggio di determinare ampie deflessioni con minori variazioni di tensione.

La **figura 11** illustra due tra i sistemi più comuni di uscita degli amplificatori verticali. In **A** il segnale viene preso sia sulla placca che sul catodo della valvola finale, per cui sussiste uno sfasamento di 180° che consente di applicare ad ogni placchetta un segnale di eguale ampiezza, ma di fase opposta. In **B**, invece, l'inversione di fase è ottenuta sfruttando la caduta di tensione che il segnale determina ai capi della resistenza catodica di V_1 in comune al catodo di V_2. Questa caduta è presente automaticamente sulla griglia di V_2, per cui quest'ultima amplifica un segnale eguale a quello alla griglia di V_1, ma di fase opposta. In entrambi i casi, le placchette hanno un potenziale eguale ed opposto, il cui punto neutro, presente nel punto di collegamento tra R_a ed R_b, che hanno il medesimo valore, è connesso a massa.

Un ulteriore perfezionamento che caratterizza gli amplificatori verticali usati in certi tipi di oscillografi è la possibilità di amplificare la corrente continua o

Fig. 10 — Esempio tipico di amplificatore del segnale verticale per oscillografo. Si usano dei triodi per ottenere una minore distorsione. All'ingresso (Y) si ha un attenuatore a due posizioni (A e B). P1 consente invece la regolazione continua dell'ampiezza. L1 ed L2, di pochi millihenry, rendono il responso lineare alle frequenze elevate. Il potenziometro P2 agisce da controllo di centraggio verticale dell'immagine.

una frequenza bassissima. Come è noto, l'accoppiamento tra due stadi di amplificazione avviene tramite un condensatore o un trasformatore, ed entrambi consentono il solo passaggio della corrente alternata. La **figura 12** illustra, invece, un artificio per consentire anche l'accoppiamento di segnali la cui frequenza è zero o quasi. L'intera tensione anodica è presente ai capi di un partitore di tensione, calcolato in modo tale che i collegamenti dei vari elettrodi di V_1 e V_2 consentano di mantenere le normali relazioni di polarità che devono sussistere tra di loro affinchè possa aver luogo l'amplificazione. Il punto contrassegnato $-B$, ha il massimo potenziale negativo, per cui, risalendo verso destra in direzione di $+B$, il potenziale presente è sempre più positivo. Di conseguenza, la griglia di $V1$ è negativa rispetto al catodo, e la placca relativa ha un potenziale pari a + 185 volt a causa della caduta di tensione di R. Detta caduta fa anche in modo che la griglia di $V2$ sia negativa rispetto al catodo relativo, pur essendo collegata direttamente alla placca dello stadio precedente.

Questo tipo di circuito si dimostra di grande utilità nei casi in cui si debbano effettuare misure su frequenze molto basse, prossime cioè alla corrente continua, in quanto vengono evitati i noti sfasamenti che si determinano con gli accoppiamenti convenzionali.

L'AMPLIFICATORE ORIZZONTALE

Le caratteristiche di questa sezione dell'oscillografo a raggi catodici non sono molto dissimili da quelle dell'amplificatore verticale. Anche in questo caso l'impedenza e la capacità di ingresso devono essere contenute rispettivamente in valori massimi e minimi. Nei casi in cui la sezione orizzontale debba poter compiere funzioni analoghe a quelle della sezione verticale, ovviamente le caratteristiche devono essere identiche. In linea di massima, tuttavia, il responso alla frequenza viene tenuto lineare entro limiti più ridotti, sopratutto per il fatto che, come si è visto, le frequenze in gioco sono normalmente un sottomultiplo delle frequenze di funzionamento dell'amplificatore verticale. Di solito è sufficiente che la linearità di responso si estenda fino ad un terzo di quella verticale, per ottenere sullo schermo un minimo di 3 oscillazioni.

Dal momento che, quasi sempre, il segnale da esaminare viene applicato all'amplificatore verticale, e che all'amplificatore orizzontale vengono avviati solo segnali di riferimento, anche il guadagno totale di quest'ultimo può essere contenuto entro limiti più ridotti. Il generatore di segnali a dente di sega, del quale ci occuperemo tra breve, fornisce segnali già di una discreta ampiezza, per cui l'intero amplificatore deve poter fornire un guadagno sufficiente a determinare la deflessione del raggio catodico lungo il diametro dello schermo, con un certo margine in eccesso per i casi in cui il segnale esterno sia debole.

Anche l'amplificatore orizzontale deve essere provvisto di un attenuatore di ingresso e di un controllo di amplificazione. Dal momento che il sistema di collegamento alle placchette deflettrici del tubo è del tutto analogo al precedente, anche in questo caso è bene che l'uscita sia bilanciata, allo scopo di mantenere la massima uniformità del campo deflettente.

A questo punto, è bene approfondire gli argomenti relativi ai dispositivi di centraggio, ai quali abbiamo già fatto cenno. Essi funzionano — come si è detto — applicando alle placchette deflettrici una d. d. p. continua, la quale si sovrappone al segnale in arrivo. Si ha così una certa componente continua.

Supponiamo che alle placchette di deflessione verticale venga applicato un segnale sinusoidale, e che un segnale a dente di sega di eguale frequenza venga applicato alle placchette di deflessione orizzontale. In tal caso, l'immagine che si presenta sullo schermo è quella illustrata in **A** della **figura 13**. Se, in serie al segnale verticale si inserisce una tensione positiva continua, la precedente condizione di simmetria che determinava uno spostamento eguale in entrambi i sensi, non sussiste più: in altre parole, la d.d.p. tra gli elettrodi varia in più o in meno rispetto ad un potenziale positivo medio, dato dalla componente continua. Supponiamo che tale componente sia tale da determinare lo spostamento verso l'alto di 25 mm, come in **B** della figura: l'intera immagine si sposterà nel medesimo senso e per la medesima distanza. Se, viceversa, la componente continua viene invertita di polarità, l'immagine si sposta verso il basso, come in **C**.

Nei sistemi di deflessione non bilanciati, una delle placchette di ciascuna coppia è connessa direttamente a massa, e la tensione continua di centraggio è in serie al segnale applicato alla placchetta opposta, (vedi fi-

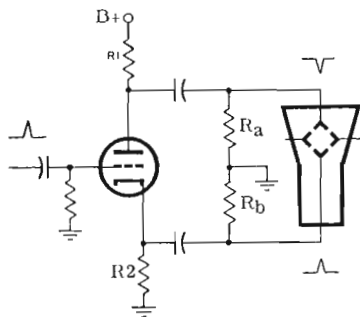



Fig. 11A — **Uscita di un amplificatore a stadio singolo. Il necessario sfasamento del segnale è ottenuto col prelievo tra placca e catodo, per cui si hanno i dovuti 180°.**

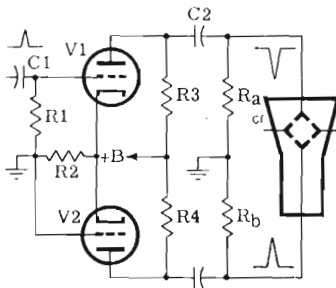



Fig. 11B — **Uscita di un amplificatore in controfase. I due segnali sulle placche sono sfasati di 180°, come si nota osservandone la rappresentazione presso il tubo.**

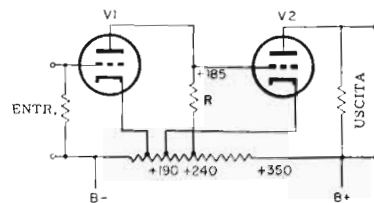



Fig. 12 - Amplificatore ad accoppiamento diretto. L'assenza di una capacità di accoppiamento consente il passaggio di segnali a frequenza quasi zero.

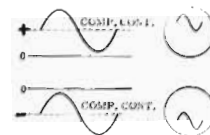



Fig. 13 — **Spostamento dell'immagine, per l'aggiunta di una componente continua.**

gura 14). In tal caso, il centraggio avviene ad opera del potenziometro *R*2, ai capi del quale è presente una tensione continua il cui punto neutro, determinato da *R*3 ed *R*4 (di eguale valore) è connesso a massa. Quando il cursore è in posizione centrale, il circuito è bilanciato, in quanto una delle placchette è a massa, ed ha quindi il potenziale del punto neutro anch'esso connesso a massa, mentre l'altra viene ad avere il medesimo potenziale a causa della posizione intermedia del cursore. Allorchè quest'ultimo viene spostato verso uno degli estremi del potenziometro, la placchetta ad esso collegata viene ad assumere potenziali positivi o negativi rispetto al punto neutro, i quali determinano a loro volta lo spostamento del punto, e quindi dell'immagine, verso l'alto o verso il basso.

Il medesimo principio viene adottato per il centraggio orizzontale, in quanto il dispositivo è identico e collegato in parallelo al primo, con la sola differenza che i terminali di collegamento al tubo fanno capo alle placchette di deflessione orizzontale.

La **figura 15** illustra, invece, il dispositivo di centraggio verticale in un sistema di deflessione bilanciato. Il principio è ancora il medesimo, con la sola differenza di una maggiore complessità, in quanto nessuna delle due placchette è connessa a massa. *R*3 ed *R*4 sono due potenziometri identici e collegati in tandem, ossia comandati dal medesimo albero. La loro variazione è opposta grazie al sistema di collegamento in croce, vale a dire che, mentre in uno la resistenza aumenta, nell'altro diminuisce, e viceversa. Il punto neutro è determinato da *R*5 ed *R*6 di eguale valore. Con tale circuito, ogni aumento della tensione positiva di una delle placchette corrisponde al medesimo aumento della tensione negativa presente sull'altra, e viceversa.

Anche in questo caso il centraggio orizzontale è del tutto identico, e consta di un altro circuito eguale al primo e ad esso parallelo, facente però capo alle placchette di deflessione orizzontale.

Uno degli inconvenienti dei sistemi precedentemente descritti è dovuto alla lentezza con la quale avviene la regolazione allorchè le capacità di accoppiamento tra amplificatori e placchette, e le relative resistenze di carico, sono di valore elevato. In tal caso, infatti, la costante di tempo costituita dal prodotto tra i loro valori fa in modo che, ogni volta che si agisce sul controllo, si determina un impulso di tensione che può essere portato al livello di funzionamento solo dopo che il condensatore presente nel circuito ne ha assunto la carica, la quale è tanto più lenta quanto più detta capacità è elevata.

L'inconveniente si manifesta particolarmente negli oscillografi in cui si è curato al massimo il responso alle frequenze più elevate.

Il dispositivo di centraggio può anche essere inserito tra uno stadio e l'altro dell'amplificatore relativo, come è illustrato in **figura 16**; mediante questa disposizione si rimedia al citato inconveniente. Il funzionamento avviene come segue:

La tensione alternata del segnale è applicata alla griglia della valvola *V*9 (collegata a « cathode follower »), la cui placca è polarizzata con una tensione stabile di 155 volt, mentre il terminale inferiore della resistenza di catodo *R*38, è collegato ad una tensione di —280 volt. I valori *R*37 ed *R*38 sono scelti in modo tale che, allorchè attraverso *V*9 scorre la normale corrente anodica, il punto centrale di *R*37 è a potenziale di massa. *V*10 e *V*11 costituiscono l'amplificatore finale in « push - pull », il cui funzionamento è già stato descritto. I componenti *L*5, *L*6, *R*43, *C*25, *R*44 e *C*26 hanno il compito di aumentare il responso del circuito alle alte frequenze L'impedenza della combinazione *R* - *C* alle frequenze alte è minore di quanto non risulti alle frequenze basse, per cui le prime sono accoppiate alle placchette con minore attenuazione.

Tra il tubo e le placche dell'amplificatore finale è necessario un collegamento diretto, in modo che possa essere trasferita la componente continua dei circuiti di placca, che serve per effettuare il centraggio della immagine.

Se il cursore di *R*37 è in posizione centrale, al segnale applicato alla griglia di *V*10 non viene aggiunta alcuna componente continua, e la corrente anodica media delle valvole finali è pressochè la medesima.

Da ciò si deduce che anche le rispettive tensioni anodiche sono eguali, per cui non esiste alcuna d.d.p. continua tra le placchette deflettrici.

Supponiamo ora che il cursore *R*37 si sposti verso il catodo di *V*9. In tal caso, al segnale applicato alla griglia di *V*10 si somma una componente continua positiva, il che determina un aumento della corrente anodica della stessa. In tali condizioni, la caduta di tensione presente ai capi di *R*42 aumenta, la griglia di *V*11 di-

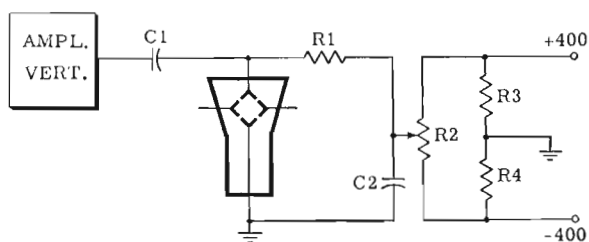



Fig. 14 — Sistema di centraggio « non bilanciato » dell'immagine. Una delle placchette deflettrici è connessa direttamente a massa, e la componente continua che determina lo spostamento è causata dallo squilibrio del ponte formato dai due lati di R2, da R3 e da R4. Variando la posizione del cursore, la placchetta può diventare positiva o negativa rispetto all'altra.

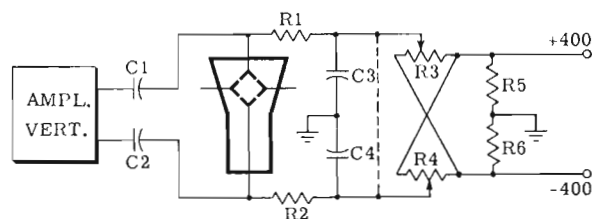



Fig. 15 — Circuito di centraggio del tipo « bilanciato ». E' analogo al precedente, con la sola differenza che nessuna delle placchette è connessa a massa. Il punto neutro è stabilito dai valori di R5 e di R6. Questo circuito consente spostamenti dell'immagine più rapidi che non il circuito non bilanciato illustrato in figura 14.

venta più negativa e la relativa corrente anodica diminuisce in conformità. La riduzione di quest'ultima non equivale all'aumento della corrente anodica di *V*10, per cui la caduta di tensione presente ai capi di *R*42 si mantiene ad un valore più elevato di quello che si era ottenuto allorchè il potenziometro era in posizione centrale. Dal momento che attraverso *V*10 passa una parte notevole della corrente anodica — mentre attraverso *V*11 ne passa una parte minore — la tensione anodica di *V*10 diminuisce, e quella di *V*11 aumenta. Inoltre, la tensione del segnale presente sulla placca di quest'ultima valvola varia attorno ad un potenziale più positivo che non quella del segnale presente sulla placca di *V*10. Di conseguenza, l'immagine si sposta verso la placchetta di deflessione *D*1.

Viceversa, se il cursore del potenziometro *R*37 viene spostato verso il lato più negativo, accade esattamente il contrario, e l'immagine si sposta verso la placchetta *D*2.

Se il valore ohmico del potenziometro *R*37 è eccessivo, la variazione della polarizzazione delle griglie, corrispondente ad una piccola rotazione del cursore, è molto ampia. Di conseguenza, la forma d'onda del segnale può essere subito compromessa. La ragione essenziale per la quale il valore di *R*37 è sempre molto inferiore a quello di *R*38 — e per la quale il terminale inferiore di quest'ultima è collegato ad un potenziale fortemente negativo — è che la variazione della tensione continua, determinata dallo spostamento del cursore, deve essere ragionevole senza però sacrificare l'ampiezza del segnale ricavato dal « cathode-follower ».

Le capacità *C*25 e *C*26 sono in posizione tale che la costante di tempo da esse determinata, rispettivamente con *R*43 ed *R*44, può portare ad un funzionamento lento. Tale inconveniente viene comunque evitato in quanto la massima variazione di tensione ai capi di *R*43 ed *R*44 non è mai superiore al 10% della variazione della tensione anodica. Perciò, dal momento che detti condensatori non devono subire variazioni di carica notevoli, il ritardo che si verifica non è apprezzabile.

L'accoppiamento diretto alle placchette deflettrici implica il problema di mantenerle al potenziale di massa a c. c. La placchetta *D*1 è già a tale potenziale a causa del circuito divisore di tensione costituito da *R*48, *R*47 ed *R*41 collegato tra l'alimentazione a —1.050 volt ed il punto in cui il potenziale è di +280 volt. La placchetta *D*2 è anch'essa al potenziale di massa, a causa del divisore di tensione costituito da *R*46, *R*45, *R*43 ed *R*39, collegato tra i due medesimi punti.

Questo sistema di centraggio può, naturalmente, essere applicato tanto alle placchette verticali quanto a quelle orizzontali.

LA BASE DEI TEMPI

Nei primi tipi di oscillatori a raggi catodici, le oscillazioni a dente di sega venivano prodotte mediante circuiti basati sull'impiego di una resistenza, di un condensatore e di una lampada al neon, alimentati da una sorgente di corrente continua. In seguito, essi furono sostituiti da circuiti più complessi che impiegavano un triodo a gas, « tyratron », oggi in disuso a causa delle inevitabili limitazioni nella frequenza di oscillazione. Attualmente infatti, viene sfruttata la normale valvola termoionica.

Tra i moderni circuiti per la produzione delle oscillazioni che costituiscono la base-tempo di un oscillografo, figura in primo luogo il multivibratore, del quale ci siamo già occupati.

Osserviamo lo schema di principio (vedi lezione 92, figura 8) di un multivibratore del tipo detto ad accoppiamento « simmetrico ». Esso è così chiamato in quanto le resistenze di griglia (*R*1) nonchè i condensatori di accoppiamento (*C*1) sono eguali tra loro. Come sappiamo, il funzionamento è dovuto al fatto che mentre una delle due valvole conduce, l'altra è in interdizione, e le rapide variazioni di corrente in ognuna di esse determinano sulla griglia dell'altra impulsi di tensione che invertono periodicamente tale situazione.

La forma d'onda prodotta da tale circuito è piuttosto irregolare, per cui, al fine di ottenere una tensione di uscita a dente di sega, sono necessarie alcune modifiche. Nella maggior parte dei casi si ricorre invece ad un circuito del tipo « asimmetrico ». In questo sistema, la costante di tempo determinata da una resistenza di griglia col relativo condensatore di accoppiamento è diversa da quella determinata dall'altra resistenza col suo condensatore. Tale differenza fa in modo che *V*2, ad esempio, rimanga in condizioni di interdizione per un tempo maggiore di *V*1. Mentre *V*2 non conduce (**figura 17**), la capacità *C*2 si scarica attraverso *R*5 + *R*4, e durante tale intrevallo di tempo si produ-

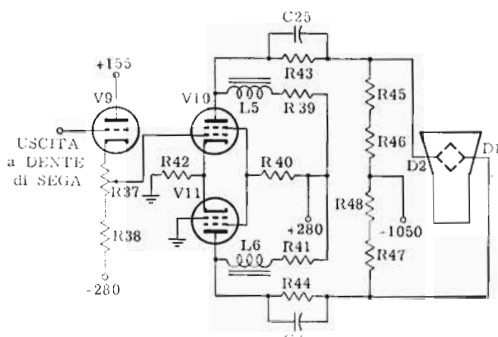



Fig. 16 - Centraggio tra stadi amplificatori. Il cursore di R37 varia la polarizzazione di V 10, ciò che ne sbilancia la corrente rispetto a quella di V 11. Le placche assumono potenziali diversi, il che determina lo spostamento.

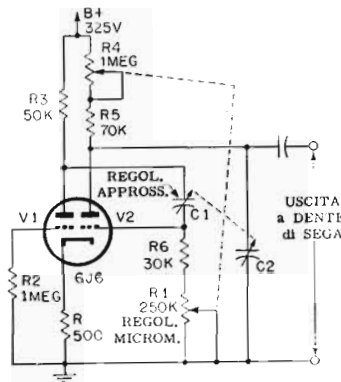



Fig. 17 - Oscillatore a dente di sega asimmetrico. R1 ed R4, e C1 e C2, sono in tandem.

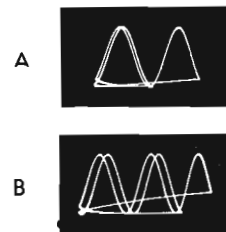



Fig. 18 — Quando l'ampiezza del segnale di sincronismo è eccessiva, l'immagine presente sullo schermo si sdoppia come in A ed in B.

ce l'impulso a dente di sega in aumento progressivo. Allorchè *V*2 conduce, la capacità *C*2 si scarica rapidamente attraverso la valvola stessa, determinando il tratto in discesa dell'impulso. I componenti vengono calcolati in modo che il tempo di conduzione di *V*2 sia notevolmente più breve del tempo di interdizione. Il periodo in cui si ha la presenza di corrente attraverso *V*2 cessa rapidamente, per cui *C*2 inizia a scaricarsi, ed il ciclo si ripete.

E' da notare che il circuito di figura 17, che è di uso comune nei generatori della base-tempo, presenta un accorgimento realizzato con l'uso di un catodo in comune per le due sezioni di valvola. La variazione della frequenza prodotta avviene in due modi: variando contemporaneamente le capacità *C*1 e *C*2 si variano le gamme delle frequenze che possono essere prodotte, le quali sono più alte per bassi valori capacitivi e viceversa. Ogni gamma predeterminata può, a sua volta, essere « esplorata » con continuità, variando contemporaneamente *R*1 ed *R*4, azionati dal medesimo comando. I valori sono distribuiti in modo tale che la variazione di frequenza non determina una corrispondente variazione di ampiezza.

Qualsiasi generatore di impulsi a dente di sega per oscillografo deve essere in grado di fornire oscillazioni oltre che della forma voluta, anche variabili entro determinati limiti di frequenza, come precedentemente stabilito. L'oscillatore deve essere provvisto di un commutatore di gamma e di un « verniero » che consenta di ottenere tutti i valori intermedi compresi in ciascuna gamma. Oltre a ciò, deve essere presente un dispositivo di commutazione che consenta di prelevare il segnale prodotto e di applicarlo all'ingresso dell'amplificatore orizzontale, il quale provvederà a dosarlo in ampiezza mediante l'apposito controllo presente sul pannello.

Un'altra importantissima caratteristica dell'oscillografo consiste nel dispositivo che consente di « sincronizzare gli impulsi a dente di sega con il segnale presente sulle placchette di deviazione verticale. Ciò è indispensabile per ottenere sullo schermo una immagine determinata e « ferma », che si presti cioè ad essere osservata per le analisi necessarie. La scopo è raggiunto ad opera dei circuiti di sincronismo, che costituiscono un'altra sezione dell'oscillografo.

IL CIRCUITO DI SINCRONISMO

Il processo di sincronizzazione delle oscillazioni a dente di sega rispetto al segnale presente nell'amplificatore verticale avviene mediante la sovrapposizione al primo di una parte del secondo. Come abbiamo visto, il circuito per la produzione delle oscillazioni orizzontali è costituito generalmente da due valvole funzionanti secondo il principio del multivibratore: su ciascuno dei tre elettrodi (catodo, griglia e placca) di ognuna di esse è presente il segnale alla frequenza delle oscillazioni stesse, per cui in uno qualunque di detti punti può essere applicato il segnale di sincronismo.

In linea di massima però, si preferisce applicare il segnale di sincronismo all'ingresso del primo triodo, ossia direttamente sulla griglia di V_1 (circuito di figura 17). Detto segnale, prelevato in un punto opportuno dell'amplificatore verticale mediante una capacità adatta, viene applicato ai capi di un potenziometro il cui secondo terminale è collegato a massa. Il cursore del potenziometro è in contatto diretto (oppure tramite una capacità) con la griglia di V_1. In tal modo, è possibile variare la quantità del segnale applicato, tra zero ed il valore massimo disponibile.

Il comando di sincronismo viene installato sul pannello di controllo dell'oscillografo, e deve poter essere regolato dall'operatore, in quanto la quantità del segnale varia col variare della frequenza e delle ampiezze in gioco. In pratica, è sempre opportuno regolare tale controllo in modo che il segnale di sincronismo che entra nell'oscillatore sia appena sufficiente a fermare l'immagine presente sullo schermo, e ciò in quanto un segnale eccessivo può alterare la forma delle oscillazioni a dente di sega, il che si ripercuoterebbe sull'immagine prodotta. La **figura 18** illustra appunto l'immagine presente sullo schermo in casi di oscillazioni verticali, allorchè il sincronismo è eccessivo.

Poichè all'ingresso dell'amplificatore orizzontale è sempre presente un commutatore che consente di escludere l'oscillatore a dente di sega per usufruire di un segnale esterno applicabile agli appositi morsetti, anche il punto di collegamento del segnale di sincronismo deve poter essere commutato e collegato al generatore esterno. Per questo motivo, sul pannello è presente anche un morsetto per il collegamento del « sincronismo esterno ».

COSTRUZIONE di un OSCILLOGRAFO da 5 pollici

Iª PARTE: DESCRIZIONE e COSTRUZIONE

Aspetto dell'oscillografo modello OM - 3 interamente montato. I comandi sono distribuiti razionalmente sul pannello, per un comodo impiego. L'involucro è una cassetta metallica verniciata a fuoco.

L'oscillografo modello OM-3 offerto sul mercato nella nota forma di scatola di montaggio, è adatto per impieghi nel campo della radiotecnica, della Bassa Frequenza, della elettronica industriale, nonchè per i servizi in generale dei radiotecnici e dei radioamatori. Si presta assai bene per le misure per le quali si richieda stabilità e sensibilità, pur non occorrendo quell'ampiezza di banda passante caratteristica degli strumenti di costo molto elevato, riservati, generalmente, ai laboratori industriali ed alle misure nel campo della televisione. La risposta del canale verticale si estende fino a circa 2 MHz, ossia fino ad un valore più che sufficiente per i normali usi che si incontrano nei laboratori con riferimento alla costruzione ed alla riparazione di apparecchi radio e di amplificatori. Ecco, in forma riassuntiva, le caratteristiche:

Canale verticale:

Tempo di salita . . . . . 0,25 microsecondi.
Banda passante . . . . . . da 4 Hz a 1,2 MHz (± 3 dB). da 3 Hz a 2 MHz (± 6 dB).
Sensibilità . . . . 0,035 volt/cm ad 1 kHz.
Impedenza di ingresso ad ad 1 kHz . . . . 2,6 Mohm nella posizione × 1. 3,3 Mohm nelle posizioni × 10 e × 100.

Canale orizzontale:

Banda passante . . . . . . da 2 Hz a 425 kHz (± 3 dB). da 1 Hz a 650 kHz (± 6 dB).
Sensibilità . . . . 0,1 volt/cm ad 1 kHz.
Impedenza di ingresso . . 25 pF in parallelo a 10 Mohm.
Generatore asse dei tempi . . . . a multivibratore da 20 Hz ad oltre 150 kHz.
Astigmatismo . . . . comando interno sul telaio.
Valvole . . . . 1 - 5BP1 (tubo a raggi catodici); 2 - 12AU7 amplificatrici canale orizzontale; 1 - 12BH7 amplificatrice di deflessione verticale; 1 - 6DA8 amplificatrice verticale; 1 - 12AX7 multivibratore per asse dei tempi; 1 - 6X4 raddrizzatrice; - 1V2 raddrizzatrice alta tensione.
Alimentazione . . . . 105 - 125 volt - 65 watt.
Dimensioni . . . . larghezza cm. 21,5; altezza cm. 35; profondità cm. 45.
Peso . . . . kg 8 circa.

DESCRIZIONE DEL CIRCUITO

Le sezioni principali che compongono questo strumento corrispondono in linea di massima a quelle viste nell'esame generico di un oscillografo, alla lezione precedente. Abbiamo così, sotto questo punto di vista: i circuiti di ingresso, orizzontale e verticale, lo amplificatore verticale, quello orizzontale, il generatore per la base dei tempi, il tubo catodico ed i circuiti relativi, e l'alimentatore.

Esamineremo ora separatamente questi circuiti, rilevandone le particolarità più notevoli. Lo schema generale con tutti i valori relativi ai diversi componenti, è riportato alla **figura 1**.

Circuito di ingresso

Per quanto riguarda il canale verticale, è presente un partitore di tensione, costituito da tre resistenze (3,3 Mohm, 330 kohm e 36 kohm) alle quali sono in parallelo i rispettivi condensatori. Nella posizione × 1, tutto il segnale disponibile all'ingresso viene applicato alla griglia della sezione triodo della 6BA8; è questa la posizione di massima sensibilità in corrispondenza della quale si ottiene sul tubo catodico una deviazione di 1 cm, applicando all'ingresso un segnale di 0,035 volt. Questa posizione viene utilizzata quando il segnale da analizzare ha — evidentemente — una tensione molto bassa. Operando con segnali di ingresso superiori, si deve ricorrere alle posizioni × 10 e × 100, nelle quali si introduce un'attenuazione del segnale di ingresso, rispettivamente di 10 e di 100 vol-

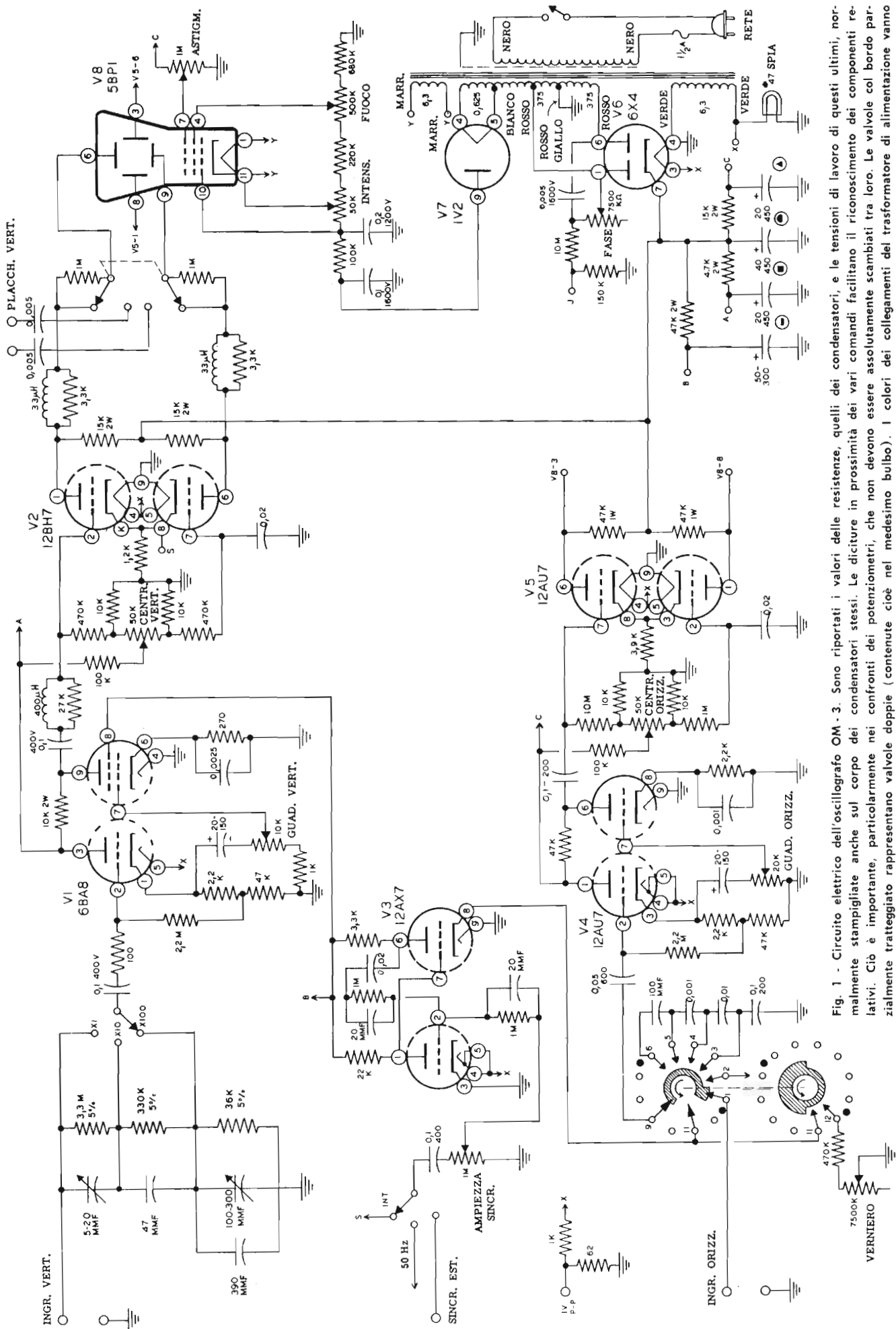



Fig. 1 - Circuito elettrico dell'oscillografo OM - 3. Sono riportati i valori delle resistenze, quelli dei condensatori, e le tensioni di lavoro di questi ultimi, normalmente stampigliate anche sul corpo dei condensatori stessi. Le diciture in prossimità dei vari comandi facilitano il riconoscimento dei componenti relativi. Ciò è importante, particolarmente nei confronti dei potenziometri, che non devono essere assolutamente scambiati tra loro. Le valvole col bordo parzialmente tratteggiato rappresentano valvole doppie (contenute cioè nel medesimo bulbo). I colori dei collegamenti del trasformatore di alimentazione vanno rispettati. I segni visibili a fianco degli elettrolitici di filtro, sono presenti anche sullo stesso condensatore: ciò evita qualsiasi possibilità di errore.

te. In tali circostanze, per poter effettuare misure di tensione precise, occorre moltiplicare il valore calcolato in base alla massima sensibilità, appunto per 10 o per 100, secondo la posizione.

Questo dispositivo è particolarmente utile allorchè è necessario collegare all'ingresso dell'amplificatore verticale (alternativàmente) segnali di diversa ampiezza, come ad esempio quelli di ingresso e di uscita di un amplificatore di Bassa Frequenza. In tal caso, quando il segnale ha un'ampiezza minima, si dà all'amplificatore la massima sensibilità, (X 1); per contro, quando l'ampiezza è notevole, può essere necessario attenuarlo al massimo (X 100), o scegliere la posizione intermedia (X 10).

Del circuito di ingresso verticale fa parte anche il primo stadio a valvola, costituito dal triodo della 6BA8. Esso è, più che un amplificatore, un adattatore di impedenza; ci troviamo, infatti, in presenza di uno stadio con uscita di catodo, (« cathode follower ») la cui impedenza di uscita è notevolmente più bassa di quella di ingresso, ed il cui guadagno in tensione è — come sappiamo — inferiore all'unità.

Il circuito di ingresso dell'amplificatore orizzontale è costituito semplicemente da uno dei triodi della 12AU7; in questo caso manca l'attenuatore d'entrata, poichè il canale funziona sempre alla massima sensibilità, potendosi ottenere eventuali attenuazioni negli stadi successivi.

Il segnale presente all'uscita del triodo adattatore di impedenza viene prelevato sul cursore di un potenziometro da 10 kohm. Questo potenziometro serve per poter controllare il guadagno dell'amplificatore verticale; regolandolo adeguatamente, si può infatti variare con continuità la sensibilità del canale verticale tra ogni posizione dell'attenuatore di ingresso e la susseguente a sensibilità inferiore.

Il segnale viene, successivamente applicato alla griglia della seconda sezione della 6BA8. Questo stadio funge da normale amplificatore, ed il segnale, prelevato sulla placca viene trasferito allo stadio successivo attraverso un filtro *LR*, costituito da una bobina di picco in parallelo ad una resistenza. Il filtro ora descritto ha lo scopo di rendere più lineare la caratteristica di risposta dell'amplificatore.

In seguito, il segnale viene applicato ai due triodi della 12 BH7, disposti in « push - pull ». Lo sfasamento si ottiene automaticamente, mediante un accoppiamento tra i catodi delle due sezioni. Anche all'uscita di questo stadio sono presenti dei filtri *LR* aventi il medesimo scopo del precedente.

Fig. 2 - Vista superiore del telaio orizzontale più lungo. Si notino gli zoccoli delle valvole rettificatrici (V 6 e V 7), ed il relativo orientamento. In centro, è visibile il condensatore elettrolitico tubolare multiplo, ed alla sua destra si nota l'albero del potenziometro da 1 Mohm, che serve per il controllo dell'astigmatismo (F).

Generatore per la base dei tempi

Il segnale a dente di sega, necessario per la base dei tempi, viene ottenuto mediante un multivibratore astabile. La sincronizzazione può essere interna, esterna, oppure ottenuta mediante la frequenza di rete. E' infatti visibile sullo schema un commutatore a tre posizioni, che provvede ad applicare alla griglia di uno dei triodi della 12AX7 il segnale di sincronismo, ricavandolo — rispettivamente — dall'amplificatore verticale (sincronismo interno), dalla rete (sincronismo di rete) oppure dalla presa esterna (sincronismo esterno).

Nel circuito di catodo dell'altra sezione della 12AX7 è presente un condensatore in parallelo ad una resistenza. La capacità del condensatore può venire variata, mediante un commutatore, da 100 pF a 0,1 μF, con variazione decimale. La resistenza può venire variata in continuità da un minimo di 470 kohm ad un massimo di circa 8 Mohm. Entrambi questi controlli servono per variare la frequenza di oscillazione del multivibratore. Il commutatore a quattro posizioni per i condensatori, effettua variazioni di frequenza in progressione decimale, mentre il potenziometro consente una variazione continua tra le quattro frequenze fisse ottenibili mediante il commutatore. Il segnale a dente di sega viene prelevato dal catodo della seconda sezione della 12AX7 ed inviato, tramite un condensatore da 50.000 pF, alla griglia della 12AU7 (stadio di entrata orizzontale).

Amplificatore orizzontale

Anche in questo caso, il segnale viene prelevato dal catodo dello stadio d'entrata, mediante un potenziometro. In tal modo, è possibile variare l'amplificazione del canale orizzontale da zero alla massima sensibilità. L'altra sezione della 12AU7 provvede ad una normale amplificazione con uscita di placca, dopo di

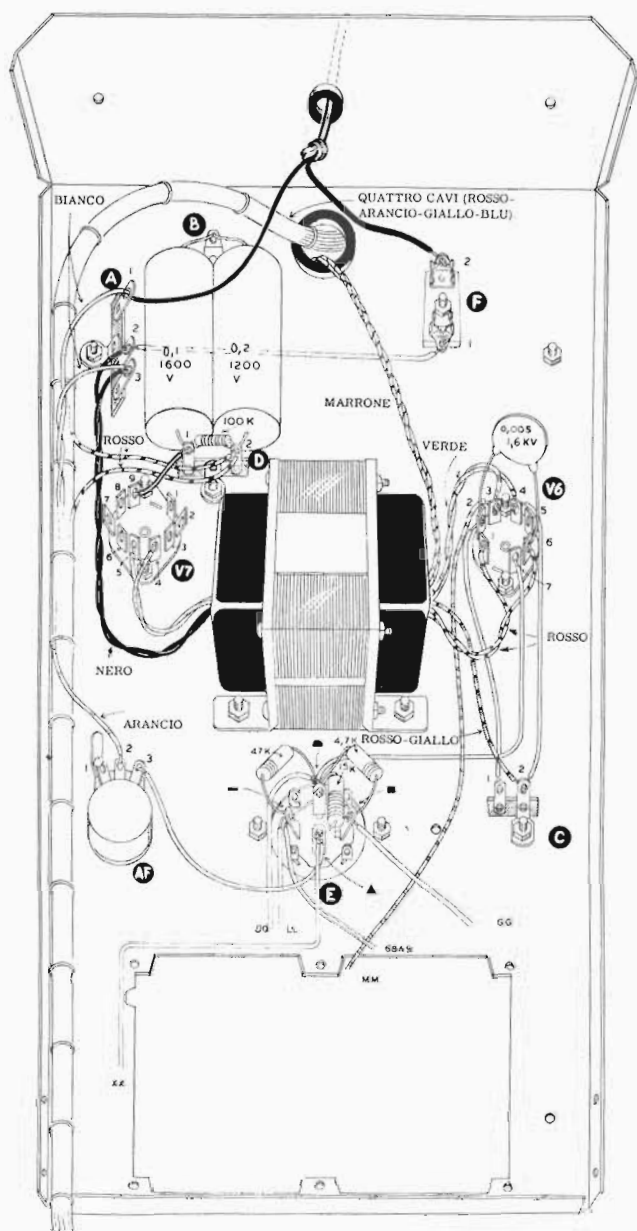



Fig. 3 - Vista del medesimo telaio di figura 2, (dal lato opposto) in una fase avanzata del montaggio. Il cavo multiplo che segue il bordo sinistro è già preparato. Durante il montaggio occorre soltanto rispettarne il collegamento a seconda del colore dei conduttori. La disposizione dei vari componenti, deve essere mantenuta.

che il segnale viene inviato ad una seconda 12AU7. I due triodi di questa valvola, disposti in « push-pull » con accoppiamento di catodo, provvedono all'amplificazione finale del canale orizzontale. Per quanto riguarda gli stadi di amplificazione orizzontale non sono necessarie le bobine di picco, poichè ci si accontenta di una banda passante molto meno ampia di quella del canale verticale, ottenibile anche senza introdurre compensazioni.

Tubo catodico e circuiti relativi

Consideriamo ora i collegamenti facenti capo ai vari elettrodi del tubo catodico. Il filamento viene alimentato mediante un secondario apposito presente nel trasformatore di alimentazione, ed è isolato dai filamenti delle altre valvole. Ciò perchè un capo del filamento si trova collegato al catodo e quindi, come sappiamo, ad una forte tensione negativa rispetto a massa, pari a circa —1.000 V. Si comprende perciò, la necessità di isolare il filamento del tubo catodico da quelli delle altre valvole, onde evitare la presenza — su questi ultimi — di un'alta tensione rispetto a massa.

Il catodo è collegato al cursore del potenziometro da 50 kohm, che costituisce il controllo per l'intensità della traccia luminosa. Infatti, la griglia controllo va connessa al lato negativo di tale potenziometro; in sostanza, quindi, variando la posizione del cursore, non si fa altro che variare la tensione negativa di griglia, e quindi l'intensità del fascio di elettroni che viene proiettato verso lo schermo. Le due griglie successive (ossia il primo ed il secondo anodo, si trovano, invece ad un potenziale positivo rispetto al catodo.

Entrambe queste tensioni possono essere variate mediante due potenziometri che costituiscono — rispettivamente — i comandi di « fuoco » e di « astigmatismo ».

Le placchette per la deflessione orizzontale vengono collegate alle placche dei due triodi costituenti lo stadio finale orizzontale. Quelle per la deflessione verticale sono collegate, tramite i già citati circuiti *LR*, alle placche della 12BH7 (finale verticale).

Le placche per la deflessione verticale possono anche essere collegate, per mezzo di due condensatori da 5.000 pF, all'entrata verticale diretta. Questa entrata viene usata quando il segnale da esaminare ha un'ampiezza notevole, sufficiente per determinare direttamente una deflessione apprezzabile del pennello elettronico.

Il trasformatore di alimentazione è provvisto di un primario adatto a tensioni di alimentazione di 105 - 125 V, 50 - 60 Hz. I secondari sono tre: uno per l'alimentazione dei filamenti delle valvole, esclusa da 1V2; un altro per l'alimentazione del tubo catodico, che provvede anche a fornire la tensione anodica per le valvole, e la tensione di accensione del filamento della 1V2 (raddrizzatrice alta tensione). Un terzo secondario, infine, fornisce la tensione di accensione del tubo.

Le raddrizzatrici impiegate sono due: la 6X4 che serve per la rettificazione della tensione anodica per le valvole, e raddrizza entrambe le semionde e da 1V2 che raddrizza l'alta tensione necessaria per il funzionamento del tubo catodico. In quest'ultimo caso viene raddrizzata — come sappiamo — una sola semionda.

E' interessante notare che la tensione raddrizzata viene prelevata, in questo circuito, sulla placca della valvola, e quindi sul lato negativo; vediamo quindi applicato in pratica un circuito rettificatore d'alta tensione negativa rispetto a massa, così come lo abbiamo analizzato alla lezione 96ª.

IL MONTAGGIO MECCANICO

La prima operazione da effettuare consiste nel montaggio della mensola di supporto per il tubo catodico, sul telaio. Successivamente, si fissano gli zoccoli per le valvole V6 e V7, il supporto per il condensatore elettrolitico multiplo, e le basette di ancoraggio. In questa operazione è indispensabile attenersi al disegno pra-

tico di cui alla **figura 2**; ciò vale praticamente per quanto riguarda l'orientamento degli zoccoli delle valvole e dei terminali del condensatore elettrolitico. Quest'ultimo, viene bloccato sul relativo supporto torcendo opportunamente le quattro linguette di fissaggio; per ottenere un buon contatto di massa dell'involucro esterno del condensatore, una delle linguette viene, inoltre, saldata direttamente al supporto.

Il montaggio meccanico del telaio sarà ultimato fissando il trasformatore, per l'orientamento corretto del quale si deve considerare il colore dei terminali uscenti. Infine, vengono sistemati gli ancoraggi isolati *H* e *G* sulla mensola di supporto del tubo catodico, fissandoli insieme a due supporti angolari.

Come abbiamo già visto in altre realizzazioni analoghe, le figure ed il circuito elettrico sono di valido aiuto per effettuare il montaggio dello strumento descritto.

Fig. 4 - Basetta di supporto dei componenti necessari per il collegamento diretto alle placchette verticali. A destra si scorge l'attacco per il collegamento esterno (J), ed a sinistra il relativo commutatore che — all'occorrenza — cortocircuita le due resistenze da 1 Mohm. Sono visibili anche i due condensatori da 0,005 μF.

IL MONTAGGIO ELETTRICO

A questo punto si può cominciare ad effettuare tutti i collegamenti che riguardano l'alimentazione, iniziando dalle connessioni facenti capo ai piedini del condensatore elettrolitico ed alle valvole V6 e V7.

L'assieme dei collegamenti è rappresentato alla **figura 3**. Non si dimentichi il nodo da effettuarsi sul cordone di alimentazione: il suo scopo è di evitare che bruschi strappi su quest'ultimo si ripercuotano sugli organi interni. Il cavo contenente i conduttori con rivestimento di diversi colori va sistemato sulla sinistra del telaio, come si vede in figura. Gli ultimi componenti dell'alimentatore da collegare sono i due condensatori di filtro per alta tensione, rispettivamente da 0,1 e 0,2 μF.

Rammentiamo che — come abbiamo visto in altre occasioni — è sempre opportuno controllare con un ohmetro sia la continuità ed il valore delle resistenze e dei collegamenti, sia lo stato di isolamento dei condensatori. In fase di collaudo — infatti — ciò semplificherà la laboriosa ricerca dell'eventuale guasto in caso di mancato funzionamento, o di funzionamento difettoso.

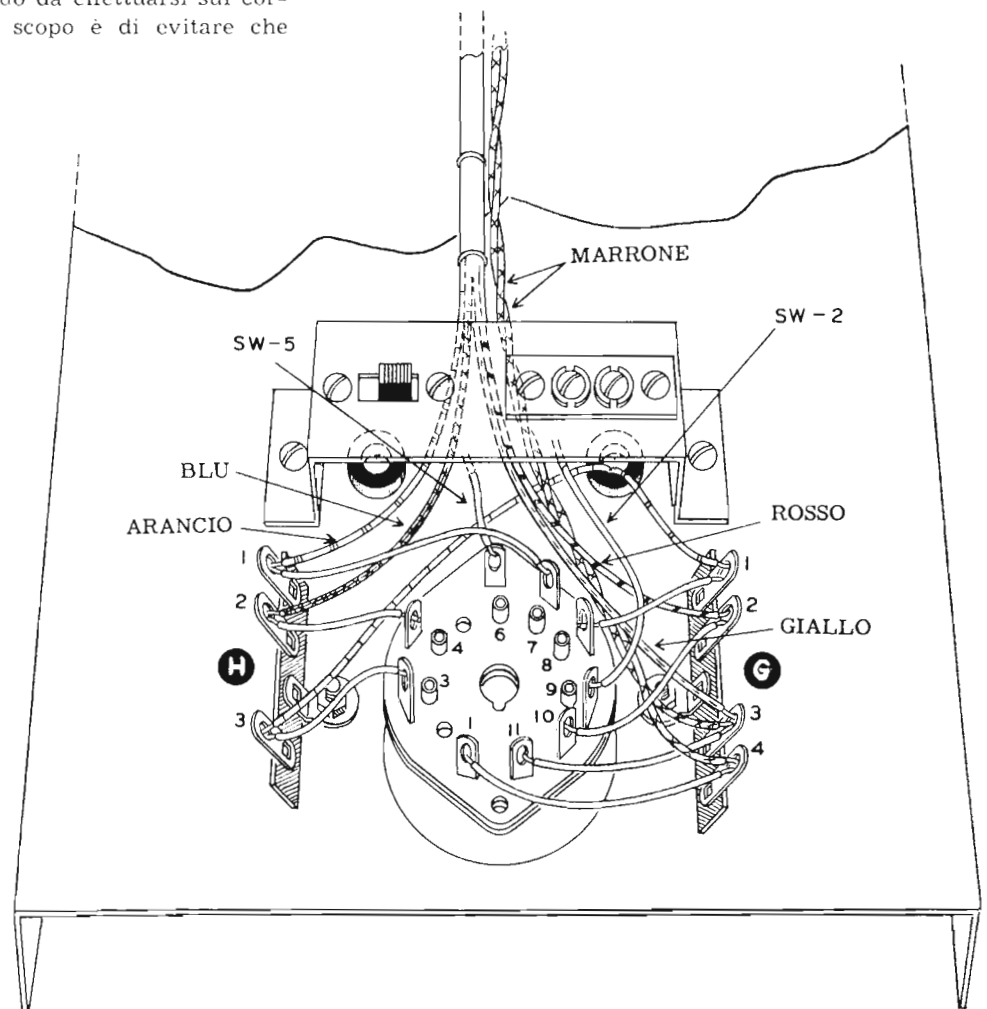



Fig. 5 - Telaietto di supporto dello zoccolo porta tubo. Si noti la posizione delle due basette di ancoraggio di cui una a quattro posti (G), ed una a tre (H). Più in alto, sopra allo zoccolo, è visibile la basetta illustrata in figura 4. In questa figura è possibile notare i colori dei conduttori contenuti nel cavo multiplo, ed i relativi punti di collegamento.

Ultimata la sezione di alimentazione, si può iniziare il montaggio dei vari componenti sul telaietto per ingresso diretto, così come si vedono alla **figura 4**. Suc-

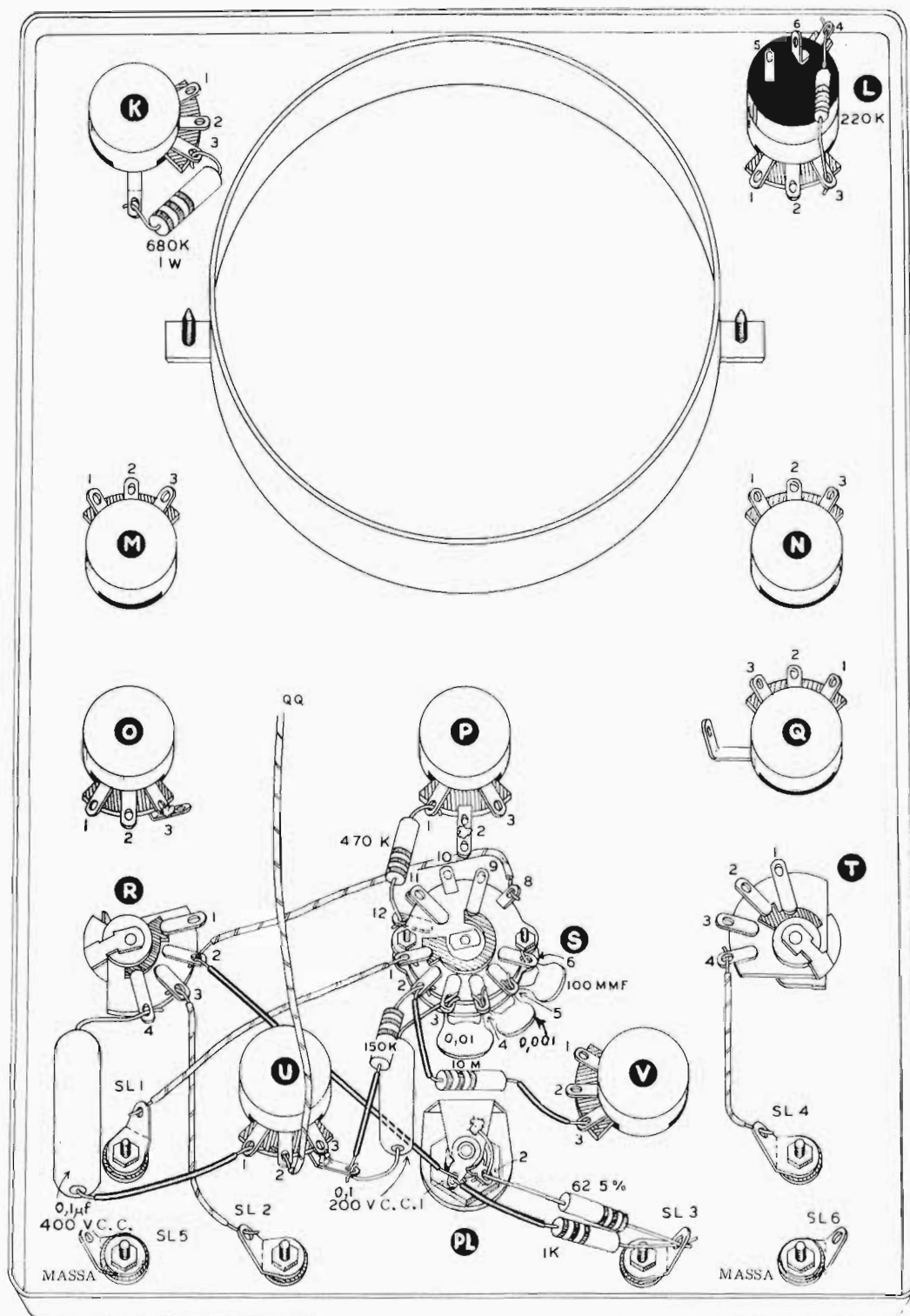



Fig. 6 - Pannello frontale visto dal retro. Si notano i seguenti componenti: in alto a sinistra, il potenziometro di controllo del fuoco (K), da 500 kohm, e a destra quello che controlla la luminosità, da 50 kohm. Più in basso, i due controlli di centraggio, entrambi da 50 kohm (M ed N). Procedendo verso il basso, a sinistra si notano: il controllo di guadagno orizzontale (O, da 20 kohm), il selettore del sincronismo (R), e i due morsetti di ingresso al canale. A destra invece notiamo il controllo di guadagno verticale (Q, da 10 kohm), l'attenuatore di ingresso relativo (T), ed i due morsetti per il collegamento al canale verticale. In centro, sotto alla finestra del tubo, si trova il verniero (P, da 7.500 ohm), il commutatore di gamma, e più in basso, ai lati della lampada spia (PL), il controllo di ampiezza sincronismo (U, da 1 Mohm), ed il controllo di fase (V, da 7.500 ohm). I due morsetti in basso, all'interno, sono per il sincronismo esterno (a sinistra), e per la tensione di riferimento di 1 V (a destra).

cessivamente, tale telaio va fissato sul supporto posteriore, come indicato alla **figura 5**. Nella figura ora citata sono rappresentati anche i collegamenti successivi, ossia quelli relativi ai piedini dello zoccolo del tubo catodico; la maggior parte dei collegamenti che fanno capo a tale zoccolo provengono dal cavo contenente conduttori di diversi colori. A questo punto si può prendere in considerazione il pannello frontale, e sistemare su di esso i potenziometri, i commutatori, le prese e la lampadina spia (**figura 6**) ponendo attenzione a non scambiare tra loro i potenziometri, poichè ciascuno di essi ha un ben determinato valore di resistenza. Nel montaggio di tutti i pezzi sul pannello frontale è indispensabile tener conto dell'orientamento dei terminali dei vari componenti, se si vuole che il montaggio finale si presenti ben ordinato, nonchè per evitare che eventuali collegamenti troppo lunghi possano determinare capacità distribuite di valore elevato. Alla stessa figura citata vediamo anche la fase successiva del montaggio che consiste nell'eseguire tutti i collegamenti relativi ai componenti sistemati sul pannello frontale.

E' venuto ora il momento di effettuare il montaggio del circuito stampato. Già nelle lezioni precedenti dedicate al montaggio di un voltmetro a valvola e di una supereterodina a transistori, abbiamo preso in considerazione la tecnica da seguire nel montaggio dei circuiti stampati. Ricordiamo ancora che bisogna evitare

Fig. 7 - Pannello a circuito stampato, visto dalla parte dei collegamenti, sulla quale devono essere effettuate le varie saldature. Si notino le posizioni e l'orientamento degli zoccoli di V1, V2, V4 e V5. Per il fissaggio di detti zoccoli, una volta introdotti i terminali di contatto negli appositi fori, questi vengono piegati verso l'esterno, e quindi saldati ai collegamenti stampati in rame.

qualunque eccessivo riscaldamento del circuito stampato; a questo proposito è opportuno effettuare le saldature con un piccolo saldatore a matita. Usando un saldatore normale, è bene avere la precauzione di eseguire le saldature nel più breve tempo possibile, senza fermare troppo la punta del saldatore sul circuito stampato.

Scegliere i componenti che vanno fissati sul circuito stampato (il circuito è visibile a **figura** 7), ed inserirli negli appositi fori, come si può vedere alla **figura** 8. Successivamente — tenendo presente che i piedini degli zoccoli delle valvole vanno prima piegati fino ad ottenere una perfetta aderenza con il circuito stampato — effettuare le varie saldature.

Realizzato il montaggio del circuito stampato, si procede fissandolo sul telaio, come si vede alla **figura** 9. In questa figura possiamo altresì notare le due mensole che fissano il pannello frontale al telaio. Quella di sinistra è provvista di fori per il fissaggio dei « trimmer » TR - A e TR - B, i terminali dei quali vanno fissati a numerosi componenti.

Nella **figura 10 - A** e **B**, sono rappresentati in particolare il montaggio di due bobine di picco, la prima delle quali va collegata tra il circuito e l'ancoraggio *AE*.

A questo punto, tenendo presente lo schema di montaggio della **figura 11**, si completa la filatura dell'oscillografo, cominciando dal cavo multiplo, i cui conduttori vanno fissati ai diversi terminali del potenziometro **L**, rispettando i colori indicati.

Terminato il cablaggio, sistemare le valvole nei rispettivi zoccoli. Per quanto riguarda il tubo catodico, inserirlo dapprima nell'anello frontale e, successivamente, dopo averlo ruotato fino a che i piedini corrispondono ai relativi incastri dello zoccolo, innestarlo in quest'ultimo, facendolo così retrocedere leggermente rispetto alla posizione precedente. Il collo del tubo va poi fissato ai due supporti angolari appositi.

Incidentalmente, per maggior chiarezza, aggiungiamo che il significato delle diciture presenti sul pannello di comando è il seguente: INTEN. = Intensità (lu-

Fig. 8 - Pannello a circuito stampato visto dal lato dei componenti. La disposizione degli zoccoli è rovesciata rispetto alla figura 7. Il valore a lato dei componenti rappresentati è utile per individuarli. E' indicata anche la posizione dell' induttanza da 400 μH (vista dall'alto). A lato del terminale sinistro della prima resistenza in alto a sinistra (da 15 kohm, 2W), è presente un foro che serve per il collegamento di una delle induttanze da 33 μH.

Fig. 9 - Parte inferiore del pannello di comando, vista dal di sotto. Si noti il cavetto schermato a spirale, tra V e C.

Fig. 11 - Vista dell'assieme del telaio, interamente montato, e visto dall'alto. Il circuito stampato è fissato nella sua sede. La basetta di ancoraggio AE agisce da supporto nei confronti delle due induttanze da 33 μH. I colori dei vari collegamenti devono essere rigorosamente rispettati.

minosità): FOCUS = Fuoco: VERT. CENT. = Centraggio verticale: HOR. CENT. = Centraggio orizzontale: VERT. GAIN = Guadagno verticale: HOR. GAIN = Guadagno oriz-

Fig. 10-A - Particolare del fissaggio dell'induttanza da 400 μH, visibile dall'alto in figura 8. Il condensatore da 0,1 μF deve essere inclinato; i due terminali superiori vengono leggermente intrecciati tra loro prima di effettuare la saldatura.

zontale: FREQ. VERNIER = Verniero (variazione continua della frequenza del segnale a dente di sega): VERT. INPUT = Ingresso verticale: HOR INPUT = Ingresso orizzontale: EXT. SYNC. = Sincronismo esterno: INT. = Sin-

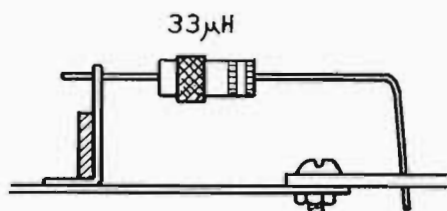



Fig. 10 - B - Particolare del fissaggio di una delle due induttanze da 33 μH. La loro posizione effettiva è visibile in figura 11. Entrambe vengono installate parallelamente al piano del telaio e del circuito stampato, piegando uno dei terminali ad angolo retto.

cronismo interno: 60 CY. = Sincronismo sulla frequenza di rete: HOR. SELECTOR = Selettore ingresso canale orizzontale: SYNC. AMPLITUDE = Ampiezza segnale sincronismo: PHASE = Fase.

Fissare infine le manopole relative ai vari comandi sui loro assi. I comandi INTER., FOCUS, VERTICAL CENTERING ed HORIZONTAL CENTERING sono provvisti di manopole prive di indicatore di posizione; queste ultime possono quindi essere fissate con un orientamento qualunque. I rimanenti otto assi devono, invece, essere ruotati in senso orario, e gli indici delle manopole devono indicare, al momento del fissaggio, le posizioni seguenti:

VERT. GAIN . . . . . — su 100.
HOR. GAIN . . . . . — su 100.
FREQ. VERNIER . . . — su 100.
VERT. INPUT . . . . — su 1.
SYNC. SELECTOR . . . — su INT.
HOR. SELECTOR . . . — fra le posizioni 20 kc e 150 kc.
SYNC. AMPLITUDE . . — al massimo.
PHASE . . . . — sull'ultima linea in senso orario.

DOMANDE sulle LEZIONI 97ª e 98ª

N. 1 —
Quante e quali sono le sezioni normalmente presenti in un oscillografo a raggi catodici?

N. 2 —
Come possono essere gli attenuatori che consentono di variare l'ampiezza del segnale da esaminare introdotto nell'amplificatore verticale?

N. 3 —
Per quale motivo la tensione a dente di sega viene applicata alle placchette di deflessione orizzontale?

N. 4 —
A cosa servono le induttanze collegate in serie alla placca delle valvole amplificatrici di un oscillografo?

N. 5 —
Quale è la condizione necessaria affinchè un oscillografo possa consentire l'esame del comportamento di una tensione la cui frequenza sia prossima a zero?

N. 6 —
Quale deve essere il rapporto tra la frequenza del segnale verticale e quella del segnale orizzontale, affinchè sullo schermo si manifestino quattro cicli completi?

N. 7 —
Quanti tipi di circuiti esistono per il centraggio orizzontale e verticale dell'immagine sullo schermo?

N. 8 —
Quanti sono, normalmente, i controlli a mano relativi al circuito che produce la tensione a dente di sega?

N. 9 —
Come è possibile variare a piacere il numero di cicli del segnale da esaminare che si presenta sullo schermo?

N. 10 —
A cosa serve il circuito di sincronismo?

N. 11 —
In quale modo si ottiene sullo schermo l'immagine più nitida?

N. 12 —
A cosa servono i compensatori presenti in parallelo alle resistenze che costituiscono l'attenuatore di ingresso dell'amplificatore verticale?

N. 13 —
In quale modo viene variata la luminosità del punto sullo schermo, e quindi dell'immagine?

N. 14 —
In quale modo agisce il controllo di sincronismo?

N. 15 —
Quale è la differenza principale tra le caratteristiche dell'amplificatore verticale e quelle dell'amplificatore orizzontale?

N. 16 —
Nell'oscillografo OM-3 descritto alla lezione 98ª, a cosa serve il commutatore visibile sullo schema, all'ingresso del primo triodo della valvola 12AX7?

RISPOSTE alle DOMANDE di Pag. 761

N. 1 — Nel tubo di Braun l'emissione di elettroni era causata dall'elevatissima d.d.p. tra il catodo e l'anodo, e non da un procedimento termoionico. Secondo quest'ultimo sistema la tensione necessaria è notevolmente inferiore.

N. 2 — L'elettrone tende ad assumere un movimento parallelo alle linee di forza elettrostatica, e perpendicolare rispetto alle linee equipotenziali.

N. 3 — La forza subita ha un'intensità costante, indipendentemente dalla posizione dell'elettrone, in quanto essa è la risultante di due forze agenti nella medesima direzione.

N. 4 — Mediante la curvatura delle linee equipotenziali.

N. 5 — I campi elettrostatici presenti tra gli elettrodi del cannone elettronico, e quelli presenti tra le placchette deflettrici.

N. 6 — Variando la tensione di polarizzazione della griglia di controllo. In tal modo si frena in parte la corrente di elettroni, così come in una valvola termoionica. L'intensità si riduce con l'aumentare della tensione negativa di griglia.

N. 7 — Variando la tensione applicata all'anodo focalizzatore, rispetto a quella applicata all'anodo acceleratore.

N. 8 — Il fatto che, allorchè essi vengono colpiti da un raggio elettronico, emettono una luce di intensità proporzionale a quella del raggio stesso, in corrispondenza del punto in cui avviene l'urto degli elettroni in arrivo.

N. 9 — Dalla natura e dalla quantità delle impurità contenute nella sostanza depositata sulla superficie interna del tubo, costituente lo schermo fluorescente.

N. 10 — Il catodo (ad accensione diretta o indiretta), la griglia di controllo, l'anodo focalizzatore, e l'anodo acceleratore.

N. 11 — Le placchette deflettrici, in numero di due coppie, disposte tra loro perpendicolarmente e successivamente lungo l'asse del tubo.

N. 12 — Il tempo durante il quale detta traccia resta visibile sullo schermo, una volta cessato il raggio che l'ha precedentemente provocata.

N. 13 — Applicando una tensione alternata, di ampiezza adeguata, rispettivamente tra le placchette verticali o orizzontali.

N. 14 — Applicando contemporaneamente due tensioni alternate, di ampiezza adeguata, tra le due coppie di placchette deflettrici.

N. 15 — Perchè in tal modo si esaurisce rapidamente la facoltà da parte dello schermo di illuminarsi in quel punto sotto l'influenza del raggio. Se il punto è in movimento, il processo di esaurimento si distribuisce uniformemente lungo l'immagine prodotta.

N. 16 — Aumentare l'effetto dell'anodo acceleratore, col quale è collegato, e rendere il tubo opaco alla luce proveniente dalla parte posteriore, che comprometterebbe il contrasto dell'immagine.

COSTRUZIONE di un OSCILLOGRAFO da 5 pollici

IIª PARTE: COLLAUDO e MESSA a PUNTO

Quanto è stato oggetto della lezione 98ª ha consentito la realizzazione pratica dello strumento. Non rimane ora che provvedere ad un controllo razionale di tutti i circuiti, controllo al quale faranno seguito, come di consueto, il collaudo e la messa a punto.

Si rammenti che, oltre alle normali precauzioni, quali il controllo di eventuali cortocircuiti sull'alimentazione anodica, la verifica di tutti i collegamenti in base allo schema ed alle diverse figure, il controllo dell'isolamento dei punti più critici, ecc., in questo caso particolare è necessario seguire scrupolosamente quanto stiamo per dire prima di procedere a prove ed a letture sotto tensione. Ciò, a causa dell'alta tensione in gioco, e dei pericoli che essa comporta nei confronti sia dell'operatore che dei componenti del circuito.

Alcune tra le tensioni più alte sono presenti allo zoccolo del tubo a raggi catodici ed ai terminali dei comandi « INTEN » e « FOCUS » posti dietro l'orlo superiore del pannello frontale. E' quindi indispensabile, durante il collaudo, essere ben isolati dal suolo e, possibilmente, operare con una mano dietro la schiena, onde evitare l'eventualità di toccare con entrambe le mani due punti del circuito tra i quali esista l'alta differenza di potenziale.

Prima di collegare il cordone di alimentazione ad una presa di corrente alternata, assicurarsi che la tensione di quest'ultima sia compresa tra 105 e 125 V; in caso si disponesse di altre tensioni, occorre interporre tra la rete e l'apparecchio un autotrasformatore o trasformatore adattatore da circa 70-80 W. Disporre poi i comandi nelle posizioni seguenti:

INTEN. — Tutto in senso antiorario, con l'interruttore in posizione OFF.

FOCUS. — A circa metà corsa.

VERTICAL CENTERING. — A circa metà corsa.

HORIZONTAL CENTERING. — A circa metà corsa.

VERT. GAIN. — Tutto in senso antiorario.

FREQ. VERNIER. — Su 50.

HOR. GAIN. — Su 0.

VERT. INPUT. — Su x 100.

HOR. SELECTOR. — Su HOR. INPUT.

SYNC. SELECTOR. — Su INT.

PHASE. — A circa metà corsa.

ASTIGMATISM (sul telaio). — A circa metà corsa.

Dopo aver disinserito il tubo e tutte le valvole, accendere l'apparecchio e verificare col voltmetro per c.a. (tester) tutte le tensioni c. alternata presenti nel circuito (filamenti delle valvole e del tubo, tensioni sulle placche della 6X4 verso massa, e tra il filamento della 1V2 e massa). Se tutto è in ordine, si possono rimettere a posto sia le valvole che il tubo.

Inserire nuovamente la spina nella presa di corrente, e ruotare il comando INTEN. tutto in senso orario. Con ciò si dà tensione al circuito, e si vedono quindi accendersi tutte le valvole eccetto la 1V2. Questa valvola ha una tensione di filamento inferiore ad 1 volt ed è quindi difficile notare quando sia accesa. Lasciare riscaldare lo strumento per almeno un minuto.

VALVOLA	Pied. 1	Pied. 2	Pied. 3	Pied. 4	Pied. 5	Pied. 6	Pied. 7	Pied. 8	Pied. 9
V1 6BA8	150	NS	325	0	H	4,5	NS	170	220
V2 12BH7	260	15	25	H	H	260	15	25	0
V3 12AX7	140	NS	0	H	H	170	140	140	0
V4 12AU7	280	NS	140	H	H	150	NS	6,6	0
V5 12AU7	250	11,5	24	H	H	250	11,5	24	0
V6 6X4	375 AC	NS	H	0	NC	375 CA	400		
V7 1V2	NC	NC	NC	1025 CA	1025 CA	NC	NC	NC	-1120
V8 5BP1 TUBO	-1030	NC	250	-700	NC	260	255	250	260
	Pied. 10	Pied. 11							
	-1060	-1030							

Tabella delle tensioni, rilevate con un voltmetro a valvola. Il significato dei simboli è spiegato più avanti, nel testo.

Controllare tutte le tensioni ai piedini delle valvole. I valori letti non devono differire di oltre il 20% in più od in meno rispetto a quelli elencati nella tabella riportata. I valori elencati in questa tabella sono stati letti con un voltmetro a valvola con resistenza di entrata di 11 Mohm. Usando strumenti di diverse caratteristiche, essi possono variare anche notevolmente, specialmente in quei punti del circuito che presentano un'impedenza elevata verso massa. Pensiamo comunque, che i nostri lettori siano già in grado di giudicare quando il valore di una tensione sia troppo diverso dal valore prescritto, ossia quando si possa sospettare fondatamente la presenza di una irregolarità nel circuito o nel funzionamento di qualche componente, o quando, invece, la differenza di lettura possa essere imputata alla diversità dello strumento usato per effettuarla. Prima di procedere alla verifica delle tensioni ai piedini delle valvole, elencate nella tabella, disporre i comandi dello strumento nella stessa posizione descritta all'inizio della presente lezione, con le seguenti eccezioni:

1) Ruotare il controllo di intensità luminosa in senso orario solo fino a che si sia udito lo scatto dell'interruttore, cioè apparecchio acceso, ed intensità al minimo.

2) Non regolare ulteriormente il controllo di astigmatismo, poichè esso già è stato disposto in precedenza nella posizione migliore.

Il significato delle sigle indicate nella tabella è il seguente:

I numeri indicano le tensioni continue rispetto a massa. *NS* significa non misurare. *N* è il terminale del filamento: da 5,7 a 6,3 V c.a.; *NC* = inutile misurare perchè non si hanno connessioni interne.

Si rammenti che la tensione di alimentazione, applicata al primario del trasformatore, deve essere di 115 volt.

Nessun segnale deve essere presente alle entrate durante queste misure. Non appena appare un puntino verde sullo schermo fluorescente del tubo a raggi catodici, ridurne l'intensità luminosa ruotando il comando INTEN. in senso antiorario. Evitare assolutamente che il punto luminoso ad alta intensità resti fermo in una medesima posizione sullo schermo per un periodo di tempo prolungato; ciò danneggerebbe — come sappiamo — il materiale fluorescente, lasciando una macchia scura sulla superficie del tubo.

Se non compare alcun punto luminoso, ruotare i comandi per il centraggio verticale ed orizzontale, poichè questi comandi — se mal regolati — possono portare il punto molto al di fuori della superficie frontale del tubo. In generale, è necessario regolare anche i comandi FOCUS ed INTEN. per ottenere le minime dimensioni del punto. Nel caso in cui non si riesca assolutamente a trovare la traccia luminosa, è probabile che sia stato commesso un errore nel montaggio. In questo caso, occorre ricontrollare tutti i collegamenti eseguiti e consultare il paragrafo seguente: « in caso di difficoltà ».

Con minima intensità luminosa, regolare il comando FOCUS fino ad ottenere la più ridotta dimensione del punto. Fra i comandi FOCUS ed INTEN. vi è una interazione, e regolandoli entrambi contemporaneamente, si può ottenere un punto di qualsiasi intensità luminosa.

Centrare la traccia sullo schermo, regolando la sua posizione verticale col comando VERTICAL CENTERING e quella orizzontale col comando HORIZONTAL CENTERING.

Regolare ora il comando di astigmatismo, posto sul telaio interno, fino ad ottenere una traccia perfettamente rotonda. Anche questo comando interagisce col comando del « fuoco », e quindi occorre regolarli entrambi contemporaneamente per ottenere una traccia molto ben definita. Il comando di astigmatismo tuttavia, una volta ben regolato, non deve più essere spostato durante l'uso successivo dello strumento.

Collegare un ponticello tra l'uscita 1 *V. P - P* e l'entrata HOR. INPUT. Ruotare il comando HOR. GAIN in senso orario, ed osservare se il punto si trasforma in una linea orizzontale la cui lunghezza aumenta all'aumentare dell'angolo di rotazione del comando. Se la traccia non è perfettamente orizzontale, segnare la sua pendenza sul tubo usando una matita a cera. Quindi, disinserire il cordone di alimentazione dalla presa e ruotare il tubo fino a che la linea segnata risulti perfettamente orizzontale. Successivamente bloccare il tubo ed innestare un'altra volta la spina, accendendo l'apparecchio.

Riportare il comando HOR. GAIN a zero e quindi staccare il ponticello dall'entrata HOR. INPUT. Collegare lo stesso ponticello all'entrata VERT. INPUT e ruotare il comando VERT. GAIN in senso orario. La traccia descriverà un piccolo segmento verticale la cui lunghezza è massima in corrispondenza della massima rotazione del comando suddetto.

Senza toccare gli altri comandi, portare ora il commutatore VERT. INPUT nella posizione x 10. In questo caso il piccolo segmento deve trasformarsi in una breve linea. Portando poi il commutatore stesso nella posizione x 1, la linea si estenderà verticalmente per circa 3/4 del diametro del tubo.

Fig. 1 - Oscillogramma ottenuto inviando all'ingresso del canale verticale un segnale di 1 volt di picco, prelevato dall'apposito morsetto presente sul pannello. Per ottenerlo, è necessario regolare adeguatamente sia l'amplificazione verticale che quella orizzontale. Il segnale orizzontale, dal momento che appaiono tre sinusoidi, risulta di frequenza pari ad 1/3 di 50 Hz.

Portate il commutatore HOR. SELECTOR in corrispondenza della linea fra 20 e 120; ridurre il comando VERT. GAIN fino ad ottenere una traccia di circa 2,5 cm di altezza.

Regolare il comando HOR. GAIN fino ad ottenere una ampiezza di circa 5 cm in senso orizzontale. Ora regolare lentamente il controllo FREQ. VERNIER fino ad osservare una traccia del tipo di quella rappresentata alla **figura 1**, ossia costituita da tre onde sinusoidali complete. Questa traccia verrà stabilizzata ruotando in senso orario il controllo SYNC. AMPLITUDE; si noterà un certo sfarfallio dovuto alla bassa frequenza di scansione (un terzo della frequenza di rete).

Per provare il comando PHASE, porre il commutatore HOR. SELECTOR in posizione 60 CY e regolare i comandi HOR. e VERT. GAIN in modo da ottenere una traccia la cui altezza sia circa eguale alla larghezza. In queste condizioni la traccia deve formare una figura che si avvicina notevolmente ad un cerchio. Ruotando il comando PHASE da un estremo all'altro, la traccia cambierà da una linea trasversale ad un circolo, e quindi ad un'ellisse in direzione opposta.

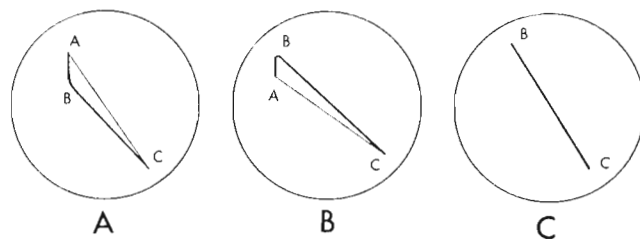



Fig. 2 - Oscillogrammi che si ottengono durante la messa a punto dei « trimmer » TR - A e TR - B. Per compiere questa operazione è necessario effettuare un collegamento tra il morsetto isolato da massa dell'ingresso verticale, e la presa centrale (cursore) del potenziometro che controlla il guadagno verticale (Q).

Staccare ora il cordone di alimentazione dello strumento, e quindi anche il ponticello fra 1 *V. P - P* e VERT. INPUT. Collegare il ponticello fra VERTICAL INPUT e la presa centrale del potenziometro HOR. GAIN dietro il pannello frontale. Riaccendere lo strumento e portare il commutatore HOR. SELECTOR sulla linea tra 120 e 1.400. Portare il comando FREQ. VERNIER su 0 ed il comando VERTICAL GAIN su 100. Portare il commutatore VERT. INPUT in posizione x 10 e regolare il potenziometro HOR. GAIN fino a che la traccia somigli a quella rappresentata alla **figura 2-A** o **B**. Regolare il « trimmer » *TR-A* (il

« trimmer » verso il pannello frontale) fino a far scomparire il lato *AB* del triangolo (figura 2 **C**).

Spostare il commutatore VERT. INPUT alla posizione x 100 e regolare il « trimmer » *TR-B* allo stesso modo del precedente. Notare che in questo caso la linea *AC* sarà pressochè orizzontale, ed il tratto *AB* molto più corto.

Se tutti i controlli ed i commutatori finora presi in considerazione agiscono normalmente e le prove effettuate hanno avuto successo, l'oscillografo è pronto per essere sistemato nella relativa cassetta metallica. A questo scopo, far passare il cordone di alimentazione attraverso l'apertura circolare a tergo del contenitore ed infilare lo strumento. Indi, fissare con le viti il telaio e ritagliare adeguatamente la lastra verde di protezione che si disporrà davanti allo schermo del tubo.

In CASO di DIFFICOLTA'

Se, procedendo come abbiamo detto in precedenza, non si ottenessero i risultati desiderati, conviene seguire questa procedura:

1) Ricontrollare attentamente tutti i collegamenti e le tensioni, e in modo particolare assicurarsi che tutte le saldature siano buone. Verificare che ogni componente si trovi nella posizione indicata dai vari disegni di montaggio, e che abbia il valore esatto indicato dallo schema elettrico.

2) Provare l'efficienza delle valvole con un provavalvole; chi non lo possiede può rivolgersi ad un laboratorio di radiotecnica, che certamente ne è provvisto. Tenere presente che, in alcuni casi, anche valvole che il provavalvole indica come efficienti possono essere difettose. Si tratta di casi eccezionali, che tuttavia devono essere tenuti in considerazione.

3) Se il difetto è del tipo intermittente, e si determina sopratutto muovendo il circuito stampato, occorre ispezionare quest'ultimo onde accertarsi che in esso non vi siano rotture. Tali inconvenienti si possono verificare sopratutto nei casi in cui il circuito stampato sia stato in precedenza curvato oppure sia caduto a terra. Se una striscia metallica di tale circuito è interrotta, riconnetterla con un pezzo di filo nudo saldato opportunamente in sostituzione.

4) Si tenga sempre presente che, in radiotecnica, qualsiasi guasto, per quanto complesso possa apparire, si riduce quasi sempre ad un errore di collegamento o a qualche componente difettoso. Nell'eventualità che la causa del mancato funzionamento sia particolarmente difficile da rintracciare, è opportuno innanzitutto localizzare la sezione dello strumento nella quale essa è presente. Ovviamente, se nessuna parte dell'apparecchio funziona, il guasto risiede nella sezione di alimentazione che fornisce la tensione a tutte le valvole. Se invece funziona — ad esempio — il solo amplificatore verticale o il solo amplificatore orizzontale (cosa facilmente verificabile osservando il comportamento della traccia quando si dà una certa amplificazione toccando contemporaneamente col dito il morsetto di ingresso isolato da massa), è logicamente inutile effettuare le ricerche tra i componenti della parte che funziona regolarmente.

Nella verifica del funzionamento del canale orizzontale, si rammenti che nelle posizioni del commutatore in cui è inserito il generatore a dente di sega, i morsetti di ingresso presenti sul pannello sono completamente isolati dal circuito; viceversa, allorchè essi sono inseriti all'ingresso dell'amplificatore orizzontale, resta automaticamente escluso il generatore della base dei tempi.

Dal momento che ogni singola sezione consta di un numero limitato di parti, è opportuno verificarle separatamente ad una ad una.

Una volta staccato il cordone di rete della presa di corrente, e dopo essersi assicurati che tutti i condensatori di filtro, sia dell'anodica delle valvole, che dell'alta tensione del tubo, siano completamente scarichi (cosa che può essere assodata cortocircuitando per un istante verso massa tutti i poli positivi dei condensatori relativi), si proceda con un ohmetro a controllare la continuità ed il valore di tutte le resistenze interessate. Ciò fatto, si controlli l'isolamento dei condensatori di accoppiamento, ed infine, con l'ohmetro in posizione di minima sensibilità (ohm x 1), si controllino — seguendo lo schema elettrico di figura 1 nella lezione precedente), tutti i collegamenti tra le relative estremità.

Qualsiasi guasto, di qualsiasi natura esso sia, deve risultare evidente da questi controlli.

FUNZIONAMENTO

Il modo di far funzionare un'oscillografo e di regolare i suoi numerosi comandi è molto semplice, specialmente se il lettore ha seguito le lezioni precedenti sui principi di funzionamento del tubo a raggi catodici e dell'oscillografo stesso. Ecco le funzioni dei diversi comandi:

I controlli di intensità e fuoco, e quello di astigmatismo disposto all'interno del telaio determinano *la qualità* della traccia.

I controlli VERTICAL CENTERING ed HORIZONTAL CENTERING comandano *la posizione* della traccia sullo schermo. Lo spostamento della traccia in sù e in giù si ottiene col centraggio verticale.

I comandi VERT. INPUT e VERT. GAIN controllano *l'altezza* della figura. Il primo, che corrisponde all'attenuatore d'ingresso del canale verticale, permette una variazione a scatti dell'ampiezza. Per evitare di portare a zero l'altezza della traccia, nel circuito di comando del guadagno verticale è incorporata una resistenza fissa. In questo modo, l'operatore si accorge facilmente di un posizionamento errato del comando VERT. INPUT quando l'altezza della figura supera il diametro dello schermo col controllo VERT. GAIN posto al minimo. Si può evitare, così, una distorsione della forma d'onda, determinata da un sovraccarico dello stadio di ingresso.

Il comando HOR. GAIN controlla la larghezza della figura.

I comandi FREQ. VERNIER ed HOR. SELECTOR permettono la scelta ed il controllo della tensione di deflessione orizzontale. Quando il selettore orizzontale si trova ruotato in senso antiorario, l'ingresso dell'amplificatore orizzontale è collegato alle boccole HOR. INPUT. In questa posizione si deve impiegare una sorgente esterna per la tensione di scansione orizzontale. La posizione seguente del commutatore consente l'applicazione della tensione a 50 Hz, (prelevata dal secondario di bassa tensione del trasformatore di alimentazione) all'ingresso dell'amplificatore orizzontale. Tutte le altre posizioni rendono possibile una scelta, a scatti, di frequenze comprese nella gamma del generatore a denti di sega. Per ottenere frequenze comprese tra uno scatto e l'altro si deve agire sul comando FREQ. VERNIER.

Fig. 3 - Disposizione tipica del generatore di segnali B. F., dell'amplificatore e dell'oscillografo, per l'esame del comportamento dell'amplificatore stesso.

Il comando PHASE serve per regolare la relazione di fase tra il segnale applicato all'ingresso verticale e la tensione di rete. Il suo scopo è quello di compensare qualunque tipo di sfasamento nel segnale che si vuole osservare.

Regolando opportunamente i comandi SYNC. SELECTOR e SYNC. AMPLITUDE si ottiene la stabilizzazione dell'immagine, necessaria ad evitare che la traccia si sposti verso sinistra o verso destra. Il selettore di sincronismo può essere posto in tre diverse posizioni: *sincronismo esterno*, *sincronismo di rete*, e *sincronismo interno*. Nel primo caso occorre applicare all'ingresso EXT. SYNC. la tensione esterna di sincronismo che si desidera; nel sincronismo di rete la tensione viene prelevata all'interno dell'apparecchio, automaticamente, dal secondario del trasformatore di alimentazione; nel sincronismo interno, dal segnale stesso applicato allo ingresso verticale. In tutti e tre i casi l'ampiezza della tensione di sincronismo può essere regolata mediante il comando SYNC. AMPLITUDE.

Dal momento che qualunque forma d'onda di tensiosione alternata osservata sull'oscillografo rappresenta un valore da picco a picco, è conveniente tarare lo schermo verde posto innanzi al tubo catodico, in modo che queste tensioni si possano misurare con precisione. Sulle boccole, 1V *P - P* è ottenibile una tensione di taratura di 1 V picco a picco. L'esattezza del valore di questa tensione di calibrazione è legata a quella della tensione di filamento, e quindi a quella della rete di alimentazione. Inoltre, essa può differire dal valore esatto anche per la normale tolleranza della resistenza del partitore di tensione da cui è ricavata.

Per poter applicare un segnale direttamente alle placchette di deflessione verticale del tubo a raggi catodici, occorre portare l'interruttore a due vie e due posizioni, in posizione EXT. Il segnale viene allora applicato ai terminali dell'ancoraggio a due viti che si trova a fianco dell'interruttore. La polarità non ha, in questo caso, alcuna importanza, per il fatto che nessuna delle placchette deflettrici si trova collegata a massa all'interno dell'oscillografo. L'altezza della figura che si ottiene dipende, sia dalla sensibilità del tubo che dall'ampiezza del segnale applicato.

Per precauzione, la tensione positiva presente sulle due placchette non raggiunge direttamente le due viti esterne di ancoraggio cui si applica il segnale. Sono, infatti, interposti due condensatori da 5.000 pF. Essi oltre che per la sicurezza dell'operatore, servono anche per impedire che una eventuale sorgente di segnale esterno a bassa impedenza determini l'inefficienza del controllo di centraggio verticale. Il controllo di guadagno verticale non ha, in questo caso, alcun effetto, poichè l'amplificatore verticale rimane escluso. In tutte le applicazioni dell'oscillografo che richiedono l'uso dell'amplificatore verticale, l'interruttore a due vie e due posizioni deve essere sulla posizione di INT.

APPLICAZIONI

Sebbene su questo argomento sia prevista un'intera lezione, che seguirà prossimamente, riteniamo utile anticipare alcune considerazioni generiche che faciliteranno le operazioni di messa a punto, nonchè la perfetta comprensione del compito specifico di ogni singolo comando presente sul pannello.

L'uso principale dell'oscillografo verte sullo studio dei fenomeni elettrici, siano essi periodici che transitori. Poichè l'oscillografo è uno strumento che rileva le tensioni, le grandezze elettriche di cui si vuole misurare la variazione ed osservare l'andamento, devono, anzitutto, essere trasformate in variazioni di tensione.

Abbiamo già detto che, comunemente, il segnale si applica all'entrata verticale dell'oscillografo. Dopo essere passato attraverso l'amplificatore verticale, esso provoca la deflessione del raggio catodico nel tubo. Contemporaneamente, esso viene deviato in senso orizzontale dal segnale a dente di sega del generatore interno.

Come frequenza del segnale a dente di sega si sceglie, normalmente, una sub - armonica di quella del segnale da analizzare, ossia una sua frazione semplice. Quindi, sullo schermo compare, di sólito, più di un ciclo della forma d'onda.

Misure sugli amplificatori

A questo scopo è necessario, oltre all'oscillografo, un generatore di segnali ad audiofrequenza. Gli strumenti si dispongono come indicato alla **figura 3**. Il generatore di segnali a Bassa Frequenza deve essere in grado di fornire onde sinusoidali pure, con bassa distorsione armonica. La resistenza di carico deve adattarsi all'impedenza d'uscita dell'amplificatore. E' consuetudine effettuare tutte le prove con una tensione di ingresso sufficiente solo a sviluppare una potenza d'uscita di riferimento. In tal modo, si evita il sovraccarico degli stadi dell'amplificatore, con le conseguenti imprecisioni di misura che ne deriverebbero. Alla **figura 4** sono indicati i segnali che si ottengono sullo schermo dell'oscillografo nel caso in cui l'amplificatore introduca diversi tipi di distorsione. In **A** si può notare un forte appiat-

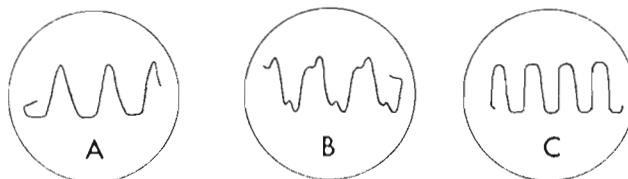



Fig. 4 - Esempi di distorsione in Bassa Frequenza rivelati dall'oscillografo. In A si nota una distorsione armonica del 10% circa. In B è evidente la presenza della terza armonica. La forma d'onda illustrata in C indica, invece, il sovraccarico di uno degli stadi di amplificazione dell'apparecchio in esame.

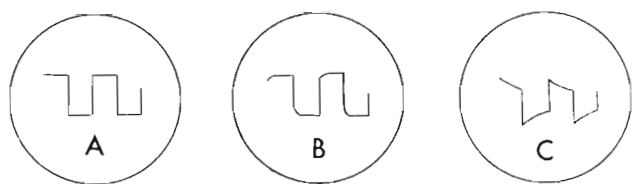



Fig. 5 - Esame del comportamento di un amplificatore con segnali ad onda quadra. In A, forma d'onda di ingresso. In B, responso scadente alle frequenze elevate, ed in C responso scadente alle frequenze basse. Si noti l'influenza del cattivo responso rispettivamente sui tratti orizzontali e su quelli verticali dei segnali.

timento di un picco, rappresentante circa il 10% di distorsione armonica. Questa condizione può essere causata da una polarizzazione non corretta in uno stadio qualunque, oppure da una valvola non funzionante in uno stadio finale in « push-pull ». In **B** si può notare una distorsione provocata dalla presenza della terza armonica, difetto particolarmente grave. In **C** si ha un appiattimento di entrambi i picchi (positivi e negativi), distorsione che — di solito — indica il sovraccarico di qualche stadio del circuito.

Sebbene l'impiego di un segnale di entrata sinusoidale indichi molto nei riguardi del responso di un amplificatore, con un segnale ad onda quadra si possono avere indicazioni ancora più precise circa l'entità della distorsione e dello sfasamento. Supponiamo di applicare all'ingresso la forma d'onda rappresentata alla **figura 5 - A**, la cui frequenza fondamentale sia di 50 Hz. Se l'amplificatore fosse perfetto, la forma d'onda osservabile sull'oscillografo sarebbe precisamente eguale a quella d'entrata. In pratica, si ha sempre una leggera distorsione. Dall'esame della forma d'onda presente all'uscita si riesce a determinare il comportamento dell'amplificatore a frequenze anche molto diverse da quella di prova (vedi lezione 91ª). Se l'amplificatore ha un'ottima risposta alle frequenze elevate, il tratto verticale della onda quadra è molto ben definito, e gli angoli sono chiaramente delineati a 90°. Una distorsione del tipo di quella indicata alla figura **5 - B** indica un responso scarso alle frequenze elevate, che può essere determinato da distorsione di ampiezza, da sfasamento o da entrambi. Possiamo pertanto affermare che la forma del tratto ascendente delle onde rettangolari ci indica la capacità dell'amplificatore di riprodurre fedelmente le frequenze elevate.

Viceversa, l'inclinazione del tratto orizzontale indica un cattivo responso dell'amplificatore alle frequenze più basse. Alla figura 5 - **C** è rappresentata la forma d'onda che si ottiene in uscita se l'amplificatore introduce distorsione a queste frequenze. Naturalmente, per poter effettuare delle misure con una certa precisione, occorre che il segnale ad onda quadra che si applica all'ingresso non abbia la minima distorsione in se stesso.

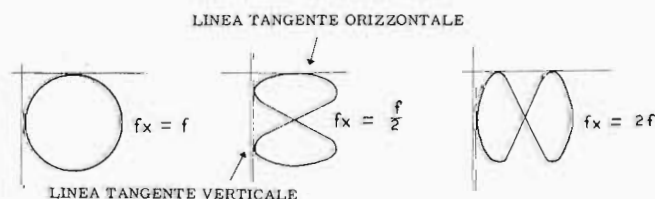



Fig. 6 - Oscillogrammi ottenuti durante la misura di frequenza, collegando il segnale a frequenza incognita al canale verticale, ed uno di frequenza nota al canale orizzontale. La base dei tempi è esclusa. Il numero dei cerchi completi indica il rapporto tra le due frequenze, il che consente la misura di quella incognita.

Misure di tensioni alternate

Date le sue caratteristiche, questo oscillografo è adatto alla misura di tensioni alternate. Esso fornisce le tensioni picco a picco, e quindi è valido per misure su qualunque tipo di forma d'onda. I comuni voltmetri forniscono invece il valore efficace di una tensione alternata, e sono quindi validi solo per tensioni sinusoidali.

Quando si usa l'oscillografo per misurare tensioni alternate, è utile disporre il selettore orizzontale in posizione HOR. INPUT. In tal modo, il segnale applicato produce solo una linea verticale che può essere messa a fuoco e centrata esattamente, dando luogo a letture molto accurate.

Per quanto riguarda le onde sinusoidali, esistono le seguenti relazioni — peraltro già note — tra i valori efficaci e di picco:

tensione efficace x 1,414 = tensione di picco;
tensione efficace x 2,828 = tensione di picco a picco;
tensione di picco x 0,707 = tensione efficace;
tensione picco a picco x 0,3535 = tensione efficace.

Misure di correnti alternate

Per misurare correnti alternate, la corrente incognita viene fatta passare attraverso una resistenza di valore noto. La caduta di potenziale ai capi di detta resistenza viene misurata come descritto precedentemente. In seguito, mediante la legge di Ohm, si calcola il valore della corrente. Per poter eseguire misure accurate occorre che la resistenza non sia reattiva alla frequenza interessata; inoltre, la corrente deve essere relativamente bassa rispetto alla resistenza di carico prescelta.

Misure di frequenza

Le misure di frequenza possono essere effettuate con un'esattezza che è limitata solo da quella della frequenza di riferimento reperibile, che in alcuni casi può essere la stessa frequenza della rete di alimentazione, ossia 50 Hz. La frequenza incognita viene applicata all'ingresso verticale e quella di riferimento all'ingresso orizzontale. Come risultato si può ottenere sullo schermo una figura di diverse forme. Tre esempi classici sono rappresentati alla **figura 6**. La frequenza incognita si può calcolare mediante la formula:

$$f = \frac{F \times N_o}{N_v}$$

ove f è la requenza incognita, F è la frequenza di riferimento, N_o è il numero delle spire della figura risultante, tangenti all'asse orizzontale, ed N_v è il numero delle spire tangenti all'asse verticale.

Le curve che si ottengono in questo modo si chiamano **figure di Lissajous**; è buona norma ottenere delle figure lentamente ruotanti piuttosto che stazionarie. In questo modo si elimina la possibilità di introdurre errori nel contare i punti di tangenza. Se, infatti, la figura è stazionaria, potrebbe formarsi un'immagine sdoppiata; in tal caso, il termine della traccia deve essere contato come mezzo punto di tangenza, e non come un punto intero.

In una prossima lezione pubblicheremo numerosi esempi di figure di Lissajous — sotto forma tabellare — il che potrà tornare utile al lettore per individuare con maggiore facilità forme e rapporti.

Chiedete all'edicola

E' uscito

il Numero 100

vol. IX - aprile 1961

Rivista mensile diretta da Giulio Borgogno

RADIO e TELEVISIONE

viene inviata in abbonamento e venduta alle Edicole in tutta Italia.

Agli abbonati in caso di cambio indirizzo è richiesto l'invio di Lire 50 con la comunicazione dell'indirizzo nuovo; in ogni caso è sempre molto importante precisare anche il vecchio indirizzo al quale la Rivista veniva spedita.

Per lo scambio di corrispondenza si prega unire il francobollo per la risposta.

PUBBLICITA':

Via dei Pellegrini, 8/4 - Telef. 593.478 - Milano

La Rivista accetta inserzioni pubblicitarie secondo tariffe che vengono inviate a richiesta delle Ditte interessate.

La Direzione, pur essendo disposta a concedere molto spazio alla pubblicità poichè questa interessa sempre gran parte dei lettori, avverte che ogni aumento di inserzioni non andrà mai a danno dello spazio degli articoli di testo perchè ogni incremento di pubblicità porterà ad un aumento del numero di pagine.

La Direzione si riserva la facoltà di rifiutare il testo, le fotografie e i disegni che non ritenesse adeguati all'indirizzo della rivista.

REDAZIONE E DIREZIONE:

Via dei Pellegrini, 8/4 - Telef. 593.478 - Milano

La responsabilità degli scritti firmati spetta ai singoli autori.

Manoscritti, disegni, fotografie non pubblicati non si restituiscono.

STAMPA:

Via dei Pellegrini, 8/6 - Telef. 542.924 - Milano

Tipografia propria: Grafica Tecnico Commerciale

Iscrizione presso il Tribunale di Milano al N. 3188

Direttore responsabile: Giulio Borgogno.

DIFFUSIONE:

Concessionaria per la diffusione alle Edicole in Italia: Diffusione Milanese - Via Soperga, 57 - Milano.

ABBONAMENTI:

Abbonamento a 6 numeri: lire 1600; a 12 numeri: lire 3060 - IGE compresa. Estero: lire 4000 (dollari 6).

I numeri arretrati costano lire 350; possono però essere compresi in conto abbonamento, se disponibili. Per l'invio di qualsiasi somma consigliamo servirsi del Conto Corrente Postale; è il mezzo più economico e sicuro. Modulo di versamento all'Ufficio Postale.

Il ns./Conto Corr. porta il N. 3/4545 - Milano.

SOMMARIO

Organo informativo dei commercianti di radio-TV ed apparecchi elettrodomestici - degli importatori e dei tecnici dell'industria del ramo - per la documentazione di categoria e la divulgazione tecnica

corso di
RADIOTECNICA

pubblicazione settimanale - 20 - 27 maggio 1961 - un fascicolo lire 150 **34°** numero

corso di

RADIOTECNICA

settimanale a carattere culturale

Direzione, Amministrazione, Pubblicità:
Via dei Pellegrini 8/4 - Telef. 593.478
MILANO

Ogni fascicolo — contenente 3 lezioni — costa lire 150, acquistato alle edicole.

Se l'edicola risulta sprovvista, o si teme di rimanere privi di qualche numero, si chieda invio settimanale direttamente al proprio domicilio a mezzo abbonamento.

Il versamento per ricevere i 52 fascicoli costituenti l'intero Corso è di lire 6500 + I.G.E. = lire 6630. A mezzo vaglia postale, assegno bancario, o versamento sul conto corr. postale 3/41.203 del « Corso di RADIOTECNICA » - Via dei Pellegrini 8-4 - Milano. In ogni caso, scrivere in modo molto chiaro e completo il proprio indirizzo.

L'abbonamento può essere effettuato in qualsiasi momento; si intende comprensivo delle lezioni pubblicate e dà diritto a ricevere tali lezioni, che saranno inviate con unica spedizione.

Estero: abbonamento al Corso, Lit. 8.500. ($ 15). Numeri singoli Lit. 300 ($ 0,50).

Per i cambi di indirizzo durante lo svolgimento del Corso, unire lire 100, citando sempre il vecchio indirizzo.

Fascicoli singoli arretrati — se disponibili — possono essere ordinati a lire 300 cadauno.

Non si spedisce contrassegno.

Distribuzione alle edicole di tutta Italia: Diffus. Milanese . Via Soperga, 57 - Milano.

Direttore responsabile: Giulio Borgogno.

Autorizzaz. N. 5357 - Tribunale di Milano.

Stampa: Intergrafica S.r.l. - Cologno Monzese.

La Direzione non rivende materiale radio; essa può comunicare, se richiesta, indirizzi di Fabbricanti, Importatori, Grossisti ecc. in grado di fornire il necessario ed ai quali il lettore può rivolgersi direttamente.

Alla corrispondenza con richiesta di informazioni ecc. si prega allegare sempre il **francobollo per la risposta.**

Parte del testo e delle illustrazioni è dovuta alla collaborazione del Bureau of Naval Personnel, nonchè al Dept. of the Army and the Air Force - U.S.A.

A chi può essere utile questo Corso? Anzitutto — stante la sua impostazione — il Corso, basato sull'esposizione in forma a tutti accessibile, della radiotecnica, dai suoi elementi basilari alla evoluzione più recente, rappresenta la forma ideale per tutti coloro che intendono dedicarsi all'elettronica, sia come forma ricreativa sia — soprattutto — per l'acquisizione di una professione specializzata che possa procurare loro una posizione di privilegio in seno alla società odierna.

Anno per anno, la nostra civiltà si indirizza sempre più verso questa meravigliosa, si potrebbe dire fascinosa, elettronica, che nel modo più evidente consente sviluppi impensati, progressi grandiosi e una rapida evoluzione di tutti gli altri rami dello scibile che essa tocca e influenza.

L'industria, tutta l'industria, nel senso più ampio, da quella elettrotecnica a quella meccanica, alla metallurgica, alla chimica ecc., con i suoi laboratori di ricerca e le sue fabbriche richiede, e richiederà sempre più, con un ritmo rapidamente crescente, tecnici specializzati con conoscenza dell'elettronica, tecnici specificatamente elettronici e persino operai e impiegati di ogni ordine e categoria con cognizioni di elettronica.

Si può dire che anche le branche commerciali, quelle dei trasporti e persino quelle amministrative con le recenti introduzioni delle calcolatrici, abbisognano di personale che conosca i principi dell'elettronica, le macchine relative, il loro pieno sfruttamento, la eventuale riparazione ecc. e, quanto più in modo completo, quanto meglio.

Nasce, da una tale situazione, una logica conseguenza: per la scelta di una professione o di un mestiere, per un miglioramento della propria posizione sociale, per l'intrapresa di una libera attività o anche per la sola acquisizione di cognizioni che indubbiamente verranno oltremodo utili, è quanto mai opportuno riflettere se non sia conveniente dedicare un po' di tempo allo studio di questa scienza che ha tra l'altro il pregio di rendersi immediatamente attraente, concreta, accessibile e foriera di moltissime soddisfazioni.

A questo scopo appunto, e con questi intenti, è stato redatto questo Corso.

Non mancano invero altri corsi (specie per corrispondenza) o scuole di radiotecnica, nè mancano (sebbene siano in numero del tutto inadeguato) scuole statali o pareggiate ma la struttura e l'impostazione che caratterizzano queste 156 lezioni sono alquanto particolari, presentando non pochi vantaggi sulle diverse altre forme di cui si è detto.

Anzitutto vogliamo porre in evidenza **il fattore economico.**

Frequentare regolarmente, durante tutto l'anno, una scuola è certo il modo più logico — anche se non il più rapido — per apprendere ma, tralasciando il fatto che rarissimi sono gli Istituti di radiotecnica, è a tutti possibile dedicarsi esclusivamente, e per l'intero anno, allo studio? Noi riteniamo che chi può farlo costituisca oggi assai più l'eccezione che la regola. Ciò significa infatti poter disporre liberamente del proprio tempo senza avere la necessità di un contemporaneo guadagno: il nostro Corso permette a chiunque di studiare a casa propria, nelle ore libere dal lavoro, senza abbandonare o trascurare quest'ultimo. Ciò caratterizza invero anche altri corsi, ma il vantaggio economico diviene notevole ed evidentissimo se si considera che di fronte all'esborso, anche se rateale, di quasi 80.000 lire che i corsi per corrispondenza richiedono, seguendo il nostro Corso la spesa in un anno risulta di poco più di 7500 lire (150 lire alla settimana presso un'edicola) o di 6630 lire totali, con recapito postale, settimanale, delle lezioni a domicilio.

E' superfluo dire che la Modulazione di Frequenza, i transistori, i circuiti stampati, la trasmissione, il telecomando ecc. sono argomenti integrali del Corso e non costituiscono motivo di corsi speciali, aggiunti o particolari.

Le lezioni di questo Corso — a differenza di molte altre — non sono stampate con sistemi di dispensa, a ciclostile, o con sistemi più o meno analoghi, derivanti cioè da un originale battuto a macchina da scrivere; esse sono stampate in uno stabilimento grafico, con chiari caratteri tipografici da cui deriva una assai più agevole lettura e — fattore certamente di non secondaria importanza — un contenuto molto più ampio, corrispondendo una pagina a stampa a tre o quattro pagine di quelle citate. Il lettore avrà, alla fine del Corso, un volume di ben 1248 pagine di grande formato!

Chiunque, indipendentemente dall'età, dalla professione e dalle scuole compiute **può seguire il Corso.** Alle esposizioni teoriche si abbinano numerose, attraenti, istruttive ed utili descrizioni che consentono la realizzazione di ricevitori, amplificatori, strumenti vari e persino di trasmittenti su onde corte.

A questo proposito è sintomatico il fatto che la Direzione non vuole assolutamente assumere la fisionomia di un fornitore o commerciante di materiale radio, rivendendo agli allievi le parti necessarie. Il materiale occorrente l'interessato può acquistarlo dove e come meglio crede e, assai spesso anzi, già ne dispone. Viene così evitato l'acquisto forzoso, caratteristico più o meno di tutti gli altri corsi.

Anche chi è già radiotecnico, anche chi ha seguito o segue altri corsi troverà il massimo tornaconto in questo completo ed aggiornato lavoro. Molte nozioni, è logico, saranno note, altre un po' meno e sarà utile rinfrescarle, e il tutto infine costituirà un manuale di consultazione, prezioso tanto per la teoria esposta quanto per i numerosi schemi, per le tabelle, per i grafici, gli elenchi, i dati, il vocabolario dei termini ecc.

Concludendo, si può affermare che questo **Corso di Radiotecnica** oltre che come insegnamento graduale si presenta come **enciclopedia e rivista assieme** ciò che permette di formare — con modestissima spesa — **il più completo, ricco, utile e pratico volume di radiotecnica di cui sia dato oggigiorno disporre.**

USO DELL'OSCILLOGRAFO a RAGGI CATODICI

In linea di massima, tutti gli oscillografi disponibili in commercio sono basati sul medesimo principio di funzionamento, e comprendono quindi le sezioni già descritte alla lezione 97ª. Per facilitare al massimo l'uso dello strumento, i vari comandi vengono quasi sempre disposti sul pannello frontale in modo simmetrico, e ciò, oltre che per soddisfare una logica estetica, allo scopo di rendere intuitiva e comoda qualunque manovra.

La **figura 1** illustra l'aspetto tipico di un pannello di comando. Esaminiano ora, ordinatamente, tutti i comandi, sotto il punto di vista del loro impiego in pratica, ciò che completerà l'esame già fatto in precedenza. Il primo comando da considerare è l'interruttore di accensione, la cui posizione può variare, logicamente, a seconda dei modelli. Esso può essere abbinato — ad esempio — al potenziometro per il controllo dell'intensità luminosa della traccia, oppure può essere separato. In ogni caso, si cerca sempre, in fase di progetto, di collocare questo interruttore ad una certa distanza dai morsetti di ingresso dei due amplificatori, orizzontale e verticale, onde evitare accoppiamenti tra questi ingressi e la tensione di rete, che percorre i collegamenti facenti capo all'interruttore stesso.

Sempre nella zona superiore del pannello frontale, e quindi in prossimità dello schermo del tubo a raggi catodici, si trovano i comandi di « messa a fuoco » e e di « luminosità », come pure quelli di « centraggio » verticale ed orizzontale.

Più in basso, nella zona centrale del pannello, si trovano generalmente i comandi della « base dei tempi » e quelli di « sincronismo ». I primi sono — come sappiamo — in numero di due, e precisamente un commutatore che consente di scegliere la gamma di frequenze voluta per le oscillazioni a dente di sega (ad esempio quella compresa tra 100 e 1.000 Hz), ed un potenziometro, posto nelle immediate vicinanze del commutatore di gamma, la cui rotazione consente di ottenere con continuità tutti i valori di frequenze compresi nella gamma prescelta.

Nella medesima zona in cui si trovano detti comandi, sono installati anche il selettore della traccia orizzontale, il comando di sincronismo, il selettore di sincronismo, e l'entrata per gli eventuali segnali esterni di sincronismo. Il primo di questi comandi, ossia il selettore orizzontale, consente di collegare il generatore a denti di sega all' ingresso dell' amplificatore orizzontale; in questo caso i relativi morsetti di ingresso restano esclusi dal circuito. Viceversa, in un'altra posizione, il generatore viene escluso, ed in tal caso all'ingresso dell'amplificatore orizzontale può essere applicato un segnale di deflessione orizzontale esterno.

Il selettore del sincronismo ha, in generale — come abbiamo detto a suo tempo — tre posizioni: sincronismo interno, esterno e di rete. Nel caso del sincronismo interno, una parte del segnale presente nel canale verticale viene inviata ad una delle griglie del generatore a dente di sega, ed in questo modo la frequenza di oscillazione di tale generatore *si sincronizza* su quella del segnale del canale verticale, o su di una frequenza corrispondente ad un suo valore sottomultiplo. La tensione del segnale che viene avviato al circuito di griglia del generatore a denti di sega può essere variata in entità a mezzo di un potenziometro. Nella posizione « sincronismo esterno » il potenziometro ora citato rimane collegato, invece che al canale verticale, ad una apposita presa per segnale di sincronismo esterno. Nella posizione « sincronismo di rete » il potenziometro viene connesso ad un secondario del trasformatore di alimentazione. In quest'ultimo caso il generatore per la base dei tempi può essere sincronizzato sulla frequenza di rete, o su di una frequenza ad essa sottomultipla.

Nella zona inferiore del pannello sono disposti i comandi (a scatto) degli attenuatori d'ingresso dei due canali di amplificazione. Di solito, quello dell'amplificatore verticale si trova a sinistra e quello dell'amplificatore orizzontale a destra. Sotto o sopra agli attenuatori si trovano i controlli di guadagno degli amplificatori corrispondenti (a variazione continua mediante potenziometro) ed ancora più sotto, i morsetti di ingresso. In tal modo, gli ingressi ed i comandi per l'amplificatore verticale si trovano allineati l'uno con l'altro, come pure quelli per l'amplificatore orizzontale; le diverse manovre riescono così facili, sia da eseguire che da ricordare.

Altri comandi, reperibili di solito solo negli apparecchi di classe elevata, sono il *commutatore CA-CC* e quello che consente di avere una singola esplorazione (ottenuta con un impulso esterno o premendo un tasto) in senso orizzontale. Durante la descrizione dei diversi tipi di misure effettuabili con l'oscillografo, parlaremo più diffusamente di questi comandi e delle loro funzioni.

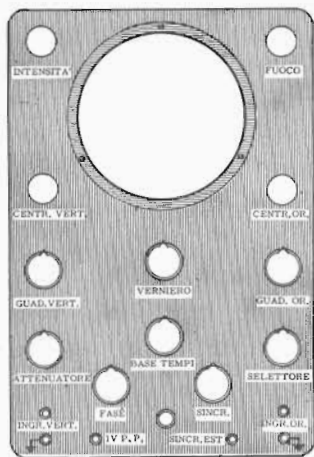



Fig. 2 - Tipo di mascherina da applicare allo schermo.

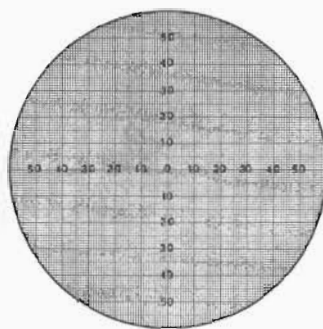
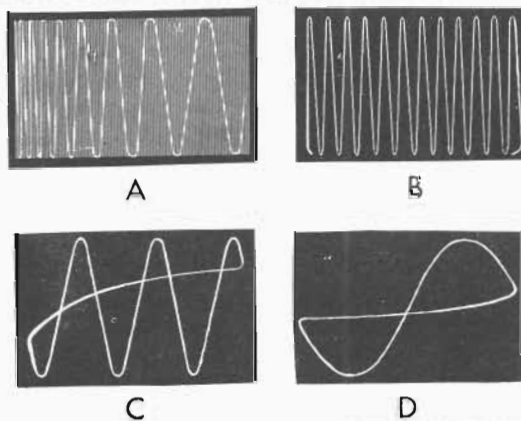



Fig. 1 - Pannello di comando di un oscillografo.

Fig. 3 - Regolazione della frequenza orizzontale. A) rapporto elevato, B) minore, C) pari a 3 e D) a 1.

PRIME OPERAZIONI

Su questo argomento il lettore che ha seguito la sezione descrittiva della costruzione di un oscillografo ha già visto quali siano le norme abituali da seguire. Riprendiamo ed integriamo quasti argomenti.

Al momento dell'accensione dell'apparecchio è buona norma ridurre a zero la luminosità e l'amplificazione orizzontale e verticale. Non appena si ritiene che le valvole abbiano raggiunto il regime di funzionamento, si ruota gradatamente il controllo di luminosità, fino a che compare sullo schermo il punto luminoso. Talora questo punto non appare, perchè i comandi di centraggio sono male regolati, ed occorre muoverli lentamente in modo simultaneo, fino a vedere il punto luminoso sulla superficie frontale dello schermo. In alcuni oscillografi moderni e molto elaborati, tale operazione è facilitata dalla presenza di apposite lampadine spia che segnalano — quando la traccia si trova al di fuori dalla superficie frontale — se essa si trova a destra od a sinistra, di sopra o di sotto.

Agendo poi, contemporaneamente, sul controllo di luminosità e su quello di messa a fuoco, si fa in modo che il puntino si riduca alle minime dimensioni possibili. E' questa l'operazione di « messa a fuoco », che in alcuni apparecchi, viene completata attraverso una adeguata regolazione del comando di « astigmatismo ». Questo comando, che può trovarsi sia sul pannello frontale che all'interno del telaio, ha lo scopo di modificare, più che la dimensione del punto, la sua forma. Anch'esso va regolato simultaneamente ai due precedenti, poichè l'azione di tutti e tre i comandi in questione è interdipendente. Tutte le operazioni ora descritte vanno eseguite con celerità, affinchè il punto luminoso non permanga troppo a lungo in una identica zona dello schermo. A questo proposito è bene anche tenere la luminosità ad un valore non eccessivo, ed eseguire la messa a fuoco col punto fermo su di una zona periferica dello schermo. In tal modo, se il danno dovesse malauguratamente verificarsi, si evita che si verifichi nella zona centrale, che è quella in cui si eseguono la maggior parte delle misure e delle osservazioni.

Prima di effettuare qualunque misura in cui occorra grande precisione, è opportuno lasciare lo strumento acceso fino a raggiungere un certo equilibrio termico. Così le caratteristiche dei vari circuiti interni non vengono influenzate dal fenomeno della cosiddetta « deriva termica », che si manifesta in modo più pronunciato soprattutto nei primi 10-15 minuti di funzionamento. Sempre nella categoria degli apparecchi di classe altamente professionale, se ne hanno alcuni provvisti di un motorino interno con ventola che, raffreddando le valvole e gli altri componenti soggetti a riscaldamento, mantiene la temperatura ad un livello pressochè pari a quello esterno.

Allorchè è stata effettuata la messa a fuoco, basta porre il selettore orizzontale nella gamma di frequenza desiderata per la base dei tempi, il selettore di sincronismo in posizione adeguata (in generale, quando si vuole osservare una forma d'onda, questo comando si mette in posizione « interno ») ed in tal modo il punto luminoso si trasforma in una traccia orizzontale che, se i controlli di messa a fuoco e astigmatismo sono stati ben regolati, deve essere molto sottile e netta. In caso contrario, occorre procedere ad una nuova messa a fuoco. E', anzi, buona norma effettuare direttamente la messa a fuoco con la linea e non con il punto, poichè con la linea si evita di concentrare a lungo il fascio elettronico, come si è detto a proposito del punto, su una zona troppo ristretta della superficie fluorescente. Anche in questo caso la luminosità non deve però essere eccessiva, pur dovendo consentire, tuttavia, una chiara osservazione della traccia.

Portando a zero il controllo di guadagno del canale orizzontale, ed immettendo un segnale qualunque nel canale verticale, si ottiene, dopo una adeguata regolazione dei comandi dell'attenuatore e del guadagno verticale, una traccia verticale, di altezza proporzionale alla tensione del segnale applicato.

Naturalmente, occorre che tanto la traccia *orizzontale* che quella *verticale* siano effettivamente tali. Se fossero tutte e due ruotate di un medesimo angolo, pur restando perpendicolari tra loro, occorre predisporle nella giusta direzione ruotando — come si è detto alla lezione 98ª — il tubo o, nel caso di inclinazioni molto piccole, ruotando semplicemente lo schermo calibrato che si trova in generale davanti al tubo. Alla **figura 2** è rappresentato un classico tipo di mascherina da applicarsi davanti alla superficie frontale dello schermo. Essa è, di solito, in plastica trasparente, di colore

Fig. 4 - Spostamenti di fase dell'immagine riprodotta sullo schermo fluorescente del tubo a raggi catodici, agendo lentamente sul verniero per la regolazione della frequenza della tensione a dente di sega, dopo aver fermato l'immagine mediante un adeguato segnale di sincronismo.

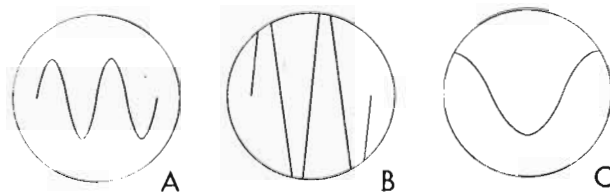



Fig. 5 - Variazioni di ampiezza verticale ed orizzontale di una immagine, mediante i relativi controlli di guadagno. In A, ampezza normale nei due sensi: in B, ampiezza verticale eccessiva, ed in C ampiezza orizzontale eccessiva.

verde, ed è graduata in cm o in mm, sia in senso orizzontale che verticale.

Dopo l'esecuzione di tutte le manovre fin qui elencate, l'oscillografo è pronto per l'uso. Possiamo quindi iniziare un esame dettagliato di tutte le misure che con esso è possibile effettuare.

In commercio sono disponibili oscillografi di tutti i generi, dai più semplici a quelli più complessi: nel nostro caso considereremo uno strumento medio, utilizzabile per scopi generali, del tipo di quello cioè, che il lettore ha avuto eventualmente la possibilità di costruire seguendo le lezioni 98ª e 99ª.

ANALISI delle FORME D'ONDA

Il modo più indicato per osservare la forma d'onda di un segnale applicato all'amplificatore verticale, è di « fermare » sullo schermo un massimo di tre oscillazioni complete. A tale scopo sarebbe necessario conoscere la frequenza del segnale stesso al fine di scegliere la frequenza della base dei tempi ad un valore pari ad 1/3 di quella del segnale. Nell'eventualità che la frequenza del segnale non sia nota, una volta determinata l'amplificazione orizzontale e verticale onde stabilire le dimensioni dell'immagine sullo schermo, si effettuerà l'intera rotazione del potenziometro che regola la frequenza del segnale orizzontale, in ognuna delle gamme previste dal selettore di frequenza del generatore dell'asse dei tempi.

Se la frequenza del segnale che si vuole osservare non è superiore al triplo della frequenza massima ottenibile mediante il generatore a dente di sega, si troverà certamente una posizione in cui sullo schermo saranno visibili tre oscillazioni complete. Naturalmente, sarà sempre possibile vedere un numero diverso di cicli, o anche solo una frazione di ciclo: come sappiamo, ciò dipende unicamente dal rapporto tra la frequenza del segnale esterno (applicata al canale verticale) e quella del segnale di deflessione orizzontale.

Riassumendo, supponiamo di voler esaminare la forma d'onda di un segnale a Bassa Frequenza di 10.000 Hz. Dopo aver acceso lo strumento e regolati i vari comandi di messa a fuoco e centraggio, si pone il selettore orizzontale nella gamma di frequenza compresa tra 1.000 e 10.000 Hz, il selettore del sincronismo in posizione « sincronismo interno », e si elimina provvisoriamente la sua azione, ruotando in senso antiorario l'apposito controllo.

Ciò fatto, si collega il segnale da esaminare ai morsetti di ingresso dell'amplificatore verticale, facendo bene attenzione a rispettare il collegamento di massa; successivamente, si regolano i comandi di ampiezza verticale fino ad ottenere un'immagine che occupi all'incirca il 60% dell'intero schermo. A questo punto si regola il potenziometro della frequenza fino ad avere sullo schermo il numero di oscillazioni desiderato e, nell'eventualità che non si riesca a fermare l'immagine a causa di un rapporto frazionario tra le due frequenze, si inserisce lentamente il sincronismo fino ad avere un'immagine ferma.

La **figura 3** illustra quattro fasi della messa a punto del potenziometro di regolazione per il segnale a dente di sega. In **A** il rapporto tra le due frequenze è troppo grande perchè il numero delle oscillazioni possa essere apprezzato; in **B** il rapporto è 12, ossia, per ogni oscillazione orizzontale, si verificano 12 oscillazioni verticali del segnale in esame. In **C** il rapporto è 3, ed in **D** il rapporto è 1. Variando leggermente la frequenza della tensione a dente di sega, in più od in meno, si ottengono spostamenti reciproci di fase del tipo di quelli indicati alla **figura 4**. Una volta che l'immagine sia stata fermata, (**figura 5-A**), essa può essere aumentata in altezza aumentando l'amplificazione verticale (**B**) ed in larghezza aumentando l'amplificazione orizzontale (**C**).

Se si desidera osservare solo la metà delle semionde — ad esempio solo i semicicli positivi — è possibile aumentare l'ampiezza verticale portandola quasi al doppio del diametro dello schermo, nel qual caso le punte delle oscillazioni non saranno più visibili. Ciò fatto, agendo sul comando per il centraggio verticale, si sposta verso il basso tutta la figura fino ad ottenere sullo schermo tutte le semionde positive.

Incidentalmente, aggiungiamo che, fino ad ora, ci siamo riferiti al caso in cui il segnale presente all'ingresso è del tipo sinusoidale; tuttavia, anche applicando segnali non sinusoidali, ossia forme d'onda distorte o comunque complesse, le manovre che si devono eseguire sui vari comandi dell'oscillografo sono le medesime.

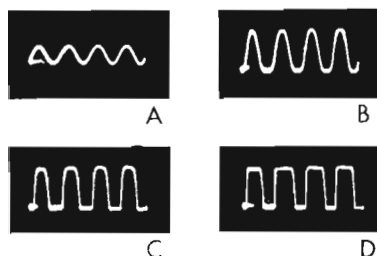



Fig. 6 - Esempi di oscillogrammi: in A, onda sinusoidale: in B, C e D sono visibili tre forme caratteristiche di segnali distorti.

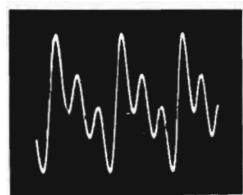



Fig. 7 - Esempio di onda risultante dalla presenza di alcune armoniche sovrapposte alla frequenza fondamentale.

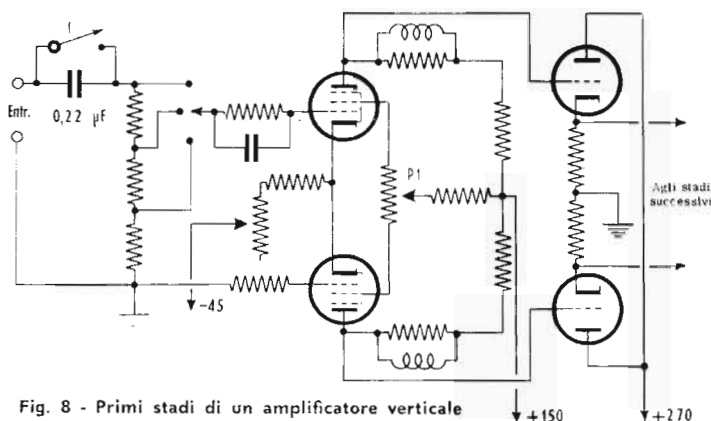



Fig. 8 - Primi stadi di un amplificatore verticale per oscillografo, del tipo ad accoppiamento diretto. Il responso inizia da frequenza a zero.

La distorsione sarà oggetto di una lezione futura nella quale esamineremo i suoi vari tipi e le possibili cause: per il momento ci basti ripetere che un'onda distorta presenta un andamento diverso da quello sinusoidale, e può essere rappresentata in vari modi, alcuni dei quali sono illustrati alla **figura 6**. Nella **figura 7** è invece indicato un tipo di forma d'onda complessa, anch'essa già incontrata nel nostro studio, alla lezione 91ª; essa è costituita da una frequenza fondamentale, alla quale sono sovrapposte alcune frequenze armoniche

MISURE di TENSIONE e di CORRENTE

Tensioni e correnti alternate

Abbiamo già accennato al fatto che, dopo un'opportuna calibrazione, l'oscillografo a raggi catodici può essere usato per la misura di *tensioni*. Conoscendo, infatti, il fattore di deflessione del tubo, si sa che il raggio viene deflesso, ad esempio, in senso verticale, di un certo numero di millimetri, applicando alle placchette una tensione di 1 volt. Per evitare di dover ricorrere a calcoli, si applica sullo schermo la mascherina trasparente di cui abbiamo detto, e sulla quale sono incise delle linee coordinate come sulla carta millimetrata. Queste linee possono, all'occorrenza, essere tarate direttamente in volt. Se l'attenuatore di ingresso ed il relativo controllo di amplificazione verticale sono anch'essi calibrati, si può conoscere il coefficiente di amplificazione dell'intero canale verticale.

In tal caso, per conoscere esattamente il valore della tensione presente all'ingresso, basta dividere la tensione indicata dall'altezza della traccia sullo schermo per il valore dell'amplificazione, dipendente quest'ultimo, sia dalla posizione dell'attenuatore di ingresso che dalla posizione del controllo di guadagno dell'amplificatore.

Occorre, tuttavia, tener presente che la tensione misurata con questo sistema è riferita al valore *tra picco e picco*, e non al valore efficace, che invece viene normalmente usato. Quando il segnale di cui si vuol misurare la tensione è del tipo sinusoidale, è facile calcolare il valore efficace, conoscendo la tensione tra picco e picco. A questo scopo, come già abbiamo visto in diverse occasioni, basta dividere il valore di picco per 2,83 oppure, nel caso in cui si abbia una sola semionda, per 1,41.

Di conseguenza, se viene applicata all'oscillografo una tensione alternata sinusoidale di 100 volt efficaci, la tensione indicata sullo schermo dalla distanza in senso verticale tra il picco positivo e quello negativo è pari a 2.83 volte 100, ossia a 283 V. Come è ovvio, maggiore è l'ampiezza dello schermo disponibile, maggiore è la precisione con la quale è possibile effettuare misure di tensione.

Nel caso di tensioni alternate di tipo non sinusoidale, i valori efficaci non possono essere definiti, e si tiene quindi conto dei soli valori di picco. E' proprio in questa circostanza che si rende particolarmente prezioso l'oscillografo a raggi catodici. Misurando, infatti, tali segnali con un comune voltmetro, si ottengono indicazioni di valori efficaci come se si trattasse di tensioni sinusoidali, valori che però non corrispondono alla realtà: si introducono cioè, notevoli inesattezze.

Alcuni oscillografi sono altresì provvisti di ingresso verticale diretto. In tal caso, il segnale che si vuole osservare viene applicato (talora tramite due condensatori di disaccoppiamento) direttamente alle placchette deflettrici verticali. Tale ingresso si utilizza in genere quando, essendo il segnale da esaminare già di ampiezza notevole, non è necessario introdurre un'amplificazione; oppure, allorchè la frequenza del segnale è inferiore al limite della banda passante dell'amplificatore verticale di cui dispone l'oscillografo.

Per la misura di *correnti* alternate mediante l'oscillografo a raggi catodici, come abbiamo già detto, si ricorre semplicemente alla legge di Ohm, secondo la quale — come è noto — si ha $I = V : R$.

Basta, infatti, che la corrente da misurare venga fatta passare attraverso una resistenza di valore noto. In tal modo, ai capi di detta resistenza si determina una differenza di potenziale (caduta di tensione) che può essere facilmente misurata secondo il metodo già illustrato in precedenza. Noti i valori della tensione e della resistenza, si applica la legge di Ohm, ottenendo immediatamente il valore della corrente.

Naturalmente, il valore della resistenza attraverso cui si fa passare la corrente, deve essere molto basso rispetto alla altre resistenze presenti nel circuito. In caso contrario, la corrente, passando attraverso detta resistenza, diminuisce notevolmente, determinando

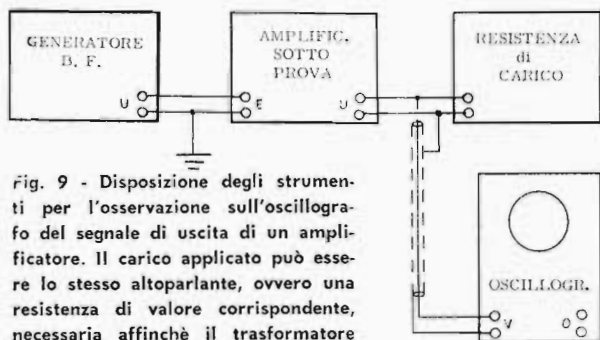



Fig. 9 - Disposizione degli strumenti per l'osservazione sull'oscillografo del segnale di uscita di un amplificatore. Il carico applicato può essere lo stesso altoparlante, ovvero una resistenza di valore corrispondente, necessaria affinchè il trasformatore di uscita funzioni in condizioni normali, senza che avvenga la riproduzione dei suoni dati dai segnali di prova.

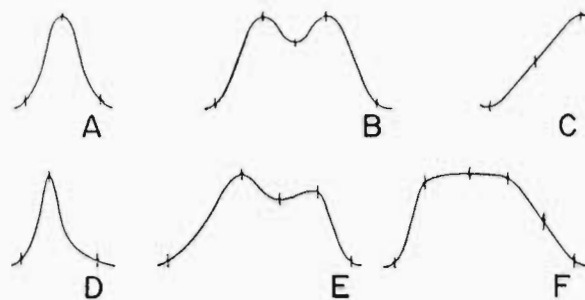



Fig. 10 - Vari tipi di curve ricavate nello studio di trasformatori di Media Frequenza. Per ricavarle, è necessario disporre, oltre che di un oscillografo, di un generatore di segnali la cui frequenza possa essere variata rapidamente (vobbulata).

quindi un errore apprezzabile nella misura eseguita. Per essere ancora più sicuri di effettuare una misura corretta, è preferibile non introdurre alcuna nuova resistenza, e misurare la differenza di potenziale ai capi di una resistenza già presente nel circuito, nel qual caso non si ha alcuna variazione aggiunta di corrente, neppure minima.

Tensioni e correnti continue

Come abbiamo visto, una delle caratteristiche più indicative rispetto alla qualità di un oscillografo è l'ampiezza della banda passante dei suoi canali di amplificazione orizzontale e verticale. Se l'estremo superiore della banda passante è molto importante, poichè ci indica la massima frequenza del segnale che può venire applicato al canale, senza che venga introdotta una non - linearità di amplificazione, lo è forse ancor più il limite inferiore, almeno per quanto riguarda il normale uso dell'oscillografo in un laboratorio di radiotecnica. Infatti, allorche tale limite scende a 0 Hz, ossia fino alla tensione continua, l'apparecchio può essere impiegato anche per la misura di tensioni continue, dato che una tensione di tal genere, applicata tra i due morsetti d'entrata dell'amplificatore, determina un'unica e stabile deflessione della traccia, proporzionale alla sua entità. La misura delle tensioni continue con l'oscillografo è particolarmente importante poiché, molte volte, si ha a che fare con segnali che presentano sia una componente continua che una componente alternata. Applicando un segnale di tal genere all'entrata di un canale la cui banda passante giunga fino alla tensione continua, si può osservare sullo schermo che la traccia viene deflessa in modo da indicare sia la componente continua (spostamento della traccia rispetto alla linea di tensione zero) che quella alternata (indicata dai picchi della traccia che si forma). E' facile determinare, ad esempio, nel caso di tensioni continue ottenute mediante raddrizzamento di tensioni alternate, la percentuale di alternata ancora presente.

Gli oscillografi che funzionano anche per segnali in corrente continua devono avere, naturalmente, amplificatori di struttura del tutto particolare. Infatti, un normale amplificatore con accoppiamento *RC* tra gli stadi non permette il passaggio della componente continua, che viene eliminata dalla presenza della capacità in serie. Si ricorre allora agli accoppiamenti diretti che già abbiamo analizzato (pagina 439 e pagina 773) ed in tal modo, essendo la griglia di uno stadio a tensione dell'ordine di quello di placca del precedente, occorre che gli stadi sucessivi vengano alimentati con tensioni in cascata — ricavate da un partitore — basse per il primo stadio e sempre crescenti fino all'uscita.

Vogliamo infine aggiungere che la maggior parte degli oscillografi che funzionano anche in corrente continua sono, in generale, provvisti di canale verticale con amplificatore del tipo « bilanciato ». Alla **figura 8** è rappresentato lo schema dei primi stadi di un amplificatore verticale di tal genere. Come si può notare, i due stadi di amplificazione sono entrambi in controfase, il primo con ingresso su di una sola griglia e accoppiamento di catodo, ed il secondo con ingresso normale ed uscita di catodo. Con una disposizione del genere si riesce a compensare l'eventuale variazione di corrente di catodo di una valvola; infatti, tale variazione viene compensata dalla variazione dell'altra valvola che è in controfase. Le variazioni parassite di corrente, che vengono così eliminate, mentre non determinano gravi inconvenienti per quanto riguarda i segnali alternati, determinerebbero invece notevoli inesattezze nella misura delle tensioni continue. Il potenziometro presente tra le due griglie schermo del primo stadio di amplificazione (*P*1), permette — attraverso la regolazione dei flussi elettronici delle due valvole — di bilanciare nel modo voluto lo stadio in controfase, e quindi di spostare all'altezza voluta sul tubo a raggi catodici, la linea di riferimento indicante la tensione zero. Si noti, inoltre, l'interruttore presente all'ingresso (*I*), che consente — attraverso l'inserimento o l'esclusione del condensatore da 0,22 μF — il passaggio o l'esclusione della componente continua del segnale applicato.

Così, come è possibile, con tale strumento, misurare le *tensioni* continue, non si incontra alcuna difficoltà neppure nella misura delle *correnti* continue. A questo proposito, basta seguire la stessa tecnica usata nel caso delle correnti alternate (impiego di apposita resistenza e ricorso alla legge di Ohm), tenendo conto delle indicazioni del paragrafo precedente.

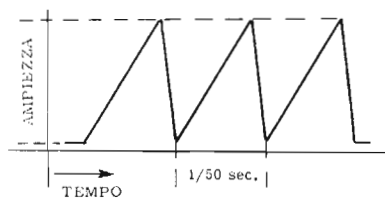



Fig. 11-A - Noto aspetto generico di segnali a dente di sega.

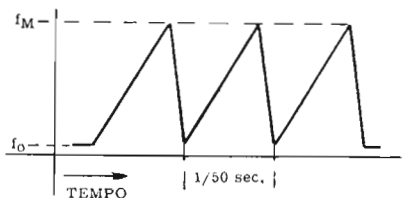



Fig. 11-B - Variazione della frequenza in funzione del segnale di figura 11-A.

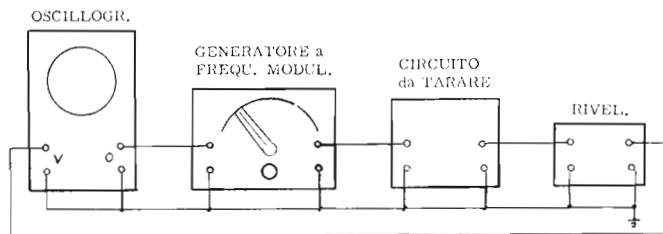



Fig. 12 - Disposizione tipica degli strumenti, necessaria per ottenere sullo schermo le curve di risposta di stadi o di trasformatori di Media Frequenza, come quelle illustrate in figura 10.

ALLINEAMENTO dei CIRCUITI SINTONIZZATI

Nello studio dei circuiti dei radioricevitori supereterodina, abbiamo visto quale sia l'importanza dello allineamento dei circuiti accordati in genere, e, in particolare, di quelli dei trasformatori di Media Frequenza.

Anche in questo caso, l'oscillografo a raggi catodici consente una messa a punto sicura, precisa, e spesso assai più rapida. Per il rilievo della curva di risonanza del circuito accordato, gli strumenti si dispongono nel modo indicato alla **figura 9**.

Per la realizzazione pratica di tale misura si applica, all'ingresso dello stadio comprendente il circuito accordato, un segnale di ampiezza costante e di frequenza variabile. La frequenza può venire variata manualmente, nel caso si disponga di un normale oscillatore modulato; esistono però degli strumenti, detti oscillatori « sweep » o anche « vobbulatori », che provvedono a variare automaticamente la frequenza del segnale emesso, esplorando in continuità, in modo lineare, tutta la gamma che interessa.

Il segnale presente all'uscita dello stadio, potrà presentare, in funzione della frequenza, diversi tipi di andamento; tra questi, i più comuni sono rappresentati alla **figura 10**. Tali curve, oltre a denotare le frequenze alle quali ogni singolo circuito risuona, indicano l'andamento del responso di ciascuno di essi nell'intera gamma di frequenza che interessa. La tensione d'uscita del circuito accordato viene rappresentata su carta millimetrata, in funzione della frequenza. In pratica, quando non si dispone di un oscillatore « sweep » e la frequenza del segnale viene fatta variare manualmente, si prende nota con un punto sul grafico, di ogni tensione d'uscita corrispondente a ciascuna frequenza del segnale d'entrata; naturalmente, l'ampiezza di quest'ultimo deve essere mantenuta rigorosamente costante in tutta la gamma. Collegando poi tra loro nel grafico, con un tratto continuo, tutti i punti ottenuti, si perviene alla curva di responso vera e propria.

L'andamento di quest'ultima è in stretta relazione col *Q* (fattore di merito) del circuito accordato. La curva **A** della figura 10 illustra appunto il caso di un circuito avente un valore *Q* molto elevato. Man mano che detto valore diminuisce, i lati delle curva diventano meno ripidi. L'apice superiore della rappresentazione grafica corrisponde alla massima ampiezza relativa del segnale che passa attraverso il circuito accordato, e la frequenza alla quale si ha questa ampiezza massima, corrisponde alla frequenza di risonanza del circuito. Tutto ciò deve essere già noto al lettore, perchè del comportamento dei circuiti accordati e delle loro curve si è già parlato a lungo. A buon conto, queste nozioni, e quelle che seguono, è opportuno siano ben chiare e presenti se si vuole che l'oscillografo riveli tutta la sua grande utilità in questo genere di impiego. Ricorderemo perciò, ancora, che durante la regolazione di un circuito accordato, viene variato o il valore dell'induttanza (agendo sul nucleo ferromagnetico), o quello della capacità ad essa connessa, e che entrambe tali operazioni determinano una variazione della frequenza di risonanza, e quindi della forma della curva. Una curva stretta ed acuta come nei casi A e **B** della figura 10, indica che le frequenze che riescono a passare attraverso il circuito con una attenuazione minima, occupano una banda assai ristretta; per contro, una curva come quella rappresentata in **F** indica che la banda passante è notevolmente ampia.

Può succedere, in certi casi, che la curva di risonanza riveli due o più picchi, come nei casi B ed **E**; queste circostanze si verificano quando l'accoppiamento tra il primario ed il secondario del trasformatore di Media Frequenza è troppo stretto, oppure nel caso di stadi in cui siano presenti diversi circuiti, accordati su frequenze differenti.

La curva **C** è quella già nota, di un rivelatore a modulazione di frequenza. Come si può oservare, detta curva è lineare per una banda di frequenze (delimitata dai contrassegni inferiore e superiore della curva stessa).

Anche le caratteristiche di simmetria di una curva hanno notevole importanza. In molti casi si desidera che l'andamento su i due lati opposti sia simmetrico, come nelle curve A e B; altre volte è preferibile ottenere un andamento del tipo rappresentato in F.

Per effettuare con successo il controllo di allineamento nei riguardi dei circuiti accordati di un ricevitore supereterodina, ed in modo particolare dei trasformatori di Media Frequenza, è necessario conoscere, a priori, l'andamento ideale della curva, generalmente indicato dal fabbricante. In caso contrario, è necessario analizzare la curva ricavata, e dedurne le caratteristiche di risposta del circuito osservando la sua forma.

Fig. 13 - **Oscillogrammi esprimenti la percentuale di modulazione di ampiezza. In A, immagine ottenuta inviando il segnale modulato sul canale verticale. In B, immagine ottenuta con la disposizione di figura 14 (mod. 30% circa). In C la modulazione è del 100%.**

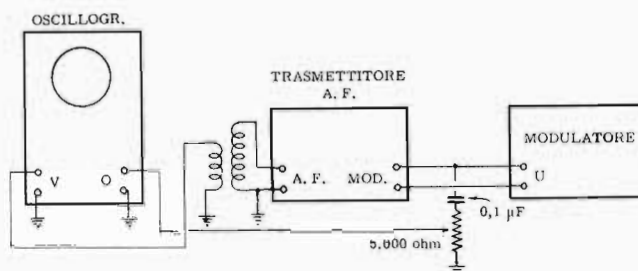
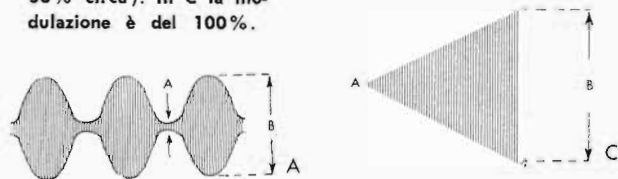



Fig. 14 - Disposizione degli strumenti per rilevare, ottenendo le immagini di figura 13B o 13C, la percentuale di modulazione. Il segnale modulante viene collegato, oltre che al trasmettitore, all'amplificatore orizzontale dell'oscillografo.

Vediamo ora come si possa, mediante l'uso di un oscillografo, semplificare notevolmente l'operazione di rilievo della curva di risposta di un circuito accordato. Nel caso in cui si disponga di un oscillatore modulato del tipo normale, premettiamo che l'uso dell'oscillografo non è indispensabile. Se, invece, si dispone di un generatore « sweep », si può ottenere, sullo schermo dell'oscillografo, una rappresentazione diretta della curva di risposta del circuito in esame. Per chiarire questo concetto, esaminiamo, senza entrare in dettagli, il funzionamento di un generatore « sweep » e le caratteristiche dei segnali presenti alle sue due uscite.

Prendiamo in considerazione un modulatore di frequenza con valvola a reattanza, del tipo da noi già esaminato alla lezione 79ª. Supponiamo di applicare all'ingresso un segnale a dente di sega, del tipo indicato alla **figura 11-A**, avente una frequenza, ad esempio, di 50 Hz. Ai capi dell'impedenza di carico della valvola oscillatrice, si otterrà — di conseguenza — un segnale ad ampiezza costante, la cui frequenza varia, in funzione del tempo, con andamento ancora del tipo « dente di sega » come si vede alla figura 11-**B**. Occorre però notare che le figure 11-A e B, benchè di aspetto analogo, indicano due fenomeni del tutto diversi. In A, è indicato, infatti, un vero e proprio segnale a dente di sega, e troviamo quindi rappresentate le tensioni sull'asse verticale ed il tempo sull'asse orizzontale. Nel caso B, invece, non si ha a che fare con tensioni variabili (il segnale all'uscita dell'oscillatore è sinusoidale e con ampiezza costante) ma con escursioni in frequenza. In altre parole, il segnale che si ottiene all'uscita del generatore « sweep » è un segnale alternato sinusolidale la cui frequenza varia, in 1/50 di secondo, da un certo valore minimo f_0 ad un valore f_M; questa variazione, come è chiaro dalla figura, è di tipo lineare. Quando la frequenza ha raggiunto il valore massimo f_M, essa ritorna bruscamente al valore f_0.

Entrambi i segnali da noi presi in considerazione sono sempre presenti in due uscite apposite nei generatori « sweep ». Per poter « vedere » la curva di risposta del circuito accordato sullo schermo dell'oscillografo, occorre collegare il segnale a dente di sega all'ingresso orizzontale dell'oscillografo, ed il segnale modulato in frequenza all'ingresso del circuito di cui si vuole rilevare la curva di risposta, secondo quanto indicato alla **figura 12**. Il segnale prelevato all'uscita del circuito viene rivelato ed applicato all'entrata verticale dell'oscillografo.

Disponendo gli strumenti in tal modo, il punto luminoso si muove in senso orizzontale in sincronismo col segnale a dente di sega che determina la modulazione di frequenza nel generatore « sweep », ed è quindi possibile tarare l'asse orizzontale dello schermo in termini di frequenza. Naturalmente, se il tratto ascendente del segnale a dente di sega si avvicina molto all'andamento ideale, questa taratura sarà lineare ed avrà la frequenza f_0 all'estremo sinistro della traccia, e la frequenza f_M all'estremo destro.

Contemporaneamente, in corrispondenza di ogni posizione orizzontale del punto luminoso, ossia di ogni frequenza, all'ingresso del canale verticale dell'oscillografo risulta applicata una tensione (proporzionale all'ampiezza del segnale alternato presente all'uscita del circuito accordato) che determina una deflessione in senso verticale.

Si ottiene quindi, come risultato, che il punto luminoso percorre, in 1/50 di secondo, l'intera curva di risposta del circuito nella banda compresa tra le frequenze f_0 ed f_M. Poichè la frequenza di 50 Hz è superiore al limite di osservazione diretta dell'occhio umano tra due immagini successive, osservando lo schermo dell'oscillografo si vede direttamente la curva di risposta come se fosse fissa. Perciò durante le operazioni di taratura, si vede istantaneamente la modifica che si apporta alle caratteristiche del circuito variando un nucleo o un compensatore, sia per quanto riguarda la frequenza di risonanza (spostamento in senso orizzontale del pùnto di massima altezza) sia per quanto riguarda il Q (maggiore o minore acutezza del picco) e la simmetria. La taratura risulta così visibile e immediata.

MISURE su AMPLIFICATORI di BASSA FREQUENZA

L'oscillografo è uno strumento indispensabile nella messa a punto degli amplificatori ad audiofrequenza. Esso consente di determinare sia la curva di responso, ossia la maggiore o minore linearità di amplificazione alle varie frequenze comprese nella banda audio, sia le eventuali distorsioni introdotte dai singoli stadi.

Poichè questo argomento è piuttosto vasto e degno di particolare attenzione, lo svilupperemo a parte, in una

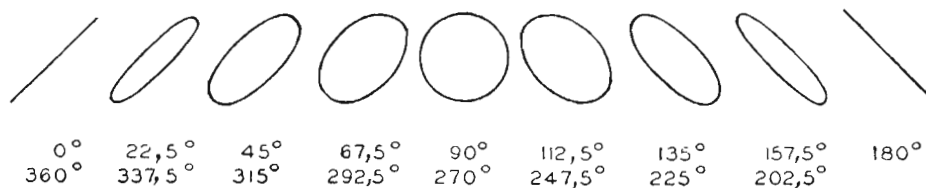



Fig. 15 - Se si applicano contemporaneamente all'amplificatore verticale ed all'amplificatore orizzontale due distinti segnali, aventi la medesima frequenza, regolando opportunamente l'amplificazione di entrambi si può ottenere una delle immagini qui riprodotte, o un'altra tra le molte intermedie. Esse rappresentano la differenza di fase tra i due segnali. Come si nota, con uno sfasamento di 90° o di 270° (al centro), si ottiene un cerchio perfetto. Tutte le altre immagini rappresentano altri sfasamenti, fino ai casi limite di 0° e 360°.

delle lezioni prossime, dedicate all'amplificazione in Bassa Frequenza.

MISURA della PERCENTUALE di MODULAZIONE

Per misurare con l'oscillografo la percentuale di modulazione (rapporto tra ampiezza massima e minima), in modulazione di ampiezza, si hanno due sistemi. La **figura 13** riporta ciò che si osserva sul tubo nei due casi.

In **A** l'oscillogramma è ottenuto avviando alla deflessione verticale dell'oscillografo la radiofrequenza modulata da esaminare (modulazione con segnali sinusoidali a frequenza fissa: ad esempio, 800 Hz) e predisponendo la frequenza dell'asse tempi in modo che essa sia un sottomultiplo della frequenza di modulazione. La valutazione della percentuale di modulazione è data da:

$$\text{percentuale} = \frac{A - B}{A + B} \times 100$$

nella quale B è l'altezza verticale massima ed A quella minima.

In **B** della figura è riportato ciò che si verifica applicando alla deflessione verticale la sola radiofrequenza ed all'amplificatore orizzontale il segnale modulante, prelevato a mezzo di un condensatore e di un potenziometro dal modulatore (**figura 14**). La base dei tempi dell'oscillografo è esclusa.

La percentuale di modulazione viene, anche questa volta, ricavata mediante la formula citata in precedenza, considerando come ampiezza massima il lato verticale destro e come ampiezza minima il lato verticale sinistro. Ovviamente, allorchè la figura assume la forma di un triangolo, per il ridursi a zero del lato verticale sinistro, la profondità di modulazione ammonta al 100%.

MISURE di FASE

Supponiamo di voler confrontare tra loro le fasi di due segnali sinusoidali della medesima frequenza e della medesima ampiezza. Tali segnali devono essere applicati uno all'ingresso del canale verticale dell'oscillografo, e l'altro all'ingresso del canale orizzontale. Naturalmente, poichè ogni stadio di amplificazione, che non sia del tipo con uscita di catodo, apporta uno sfasamento di 180°, occorre tenere conto del numero degli stadi di amplificazione di ciascuno dei due canali, prima di valutare lo sfasamento presente tra i segnali che vengono confrontati.

Come si può osservare alla **figura 15**, una differenza di fase di 90° determina sullo schermo un'immagine perfettamente circolare. La somma di queste due onde sinusoidali determina una traccia che ha inizio nella parte superiore dello schermo e ruota in senso orario fino a descrivere una circonferenza intera.

Anche uno sfasamento di 270° determina un circolo, con la sola differenza che il movimento del punto luminoso che lo descrive, avviene in senso opposto, ossia in senso antiorario. Queste due immagini non possono comunque venire distinte l'una dall'altra, poichè il movimento è così rapido che l'immagine sembra fissa. Ne deriva che, allorchè le figure si presentano secondo la citata disposizione, si può solo affermare che lo sfasamento può essere di 90° oppure di 270°.

La figura 15 illustra dunque le immagini che si manifestano sullo schermo del tubo a raggi catodici di un oscillografo, in seguito alla combinazione di due segnali sinusoidali di eguale ampiezza e frequenza, ma sfasati tra di loro da 0° a 360°, in varie posizioni intermedie, ciascuna delle quali corrisponde ad una variazione di fase progressiva di 22,5°. Come si nota, le onde sinusoidali di frequenza e di ampiezza eguale, determinano sullo schermo l'immagine di un segmento rettilineo nel caso di sfasamenti di 0°, 180° e 360°. Diversamente, gli sfasamenti compresi tra 0°, e 90°, tra 90° e 180° tra 180° e 270° ed infine tra 270° e 360°, determinano immagini elittiche aventi una forma variabile con continuità, come illustrato in figura.

E' possibile misurare anche gli sfasamenti presenti tra i segnali non sinusoidali. Naturalmente, in ogni caso, occorre che i segnali da confrontare abbiano la medesima frequenza: le figure che si ottengono, non sono più le stesse del caso dei segnali sinusoidali. Ad esempio, due onde triangolari, applicate ai due ingressi di un oscillografo, dànno come risultato una linea inclinata, oppure un rettangolo inclinato, o quadrato, per differenze di fase di 0°, tra 0° e 90° e di 90°, rispettivamente. Le medesime immagini si formano in ordine progressivo inverso per differenze di fase comprese tra 90° e 180°, dopo di che l'ordine progressivo risulta ancora il medesimo tra 180° e 360°.

APPLICAZIONI DELL'OSCILLOGRAFO

Abbiamo esaminato, alla lezione precedente, i principali tipi di misure che si possono eseguire con gli oscillografi a raggi catodici. Alle varie grandezze elettriche la cui misura è stata presa in considerazione occorre aggiungere la frequenza. Delle diverse tecniche per la misura del valore di frequenza con l'oscillografo ci occuperemo però nella prossima lezione.

In questa lezione esamineremo, invece, le varie applicazioni pratiche dell'oscillografo: esse, nel campo della radiotecnica, sono assai numerose.

MISURE sui TRASFORMATORI di ALIMENTAZIONE

E' possibile, con un oscillografo, effettuare sui trasformatori di alimentazione una serie di misure molto interessanti. Con tali misure si possono confermare le nozioni già apprese in merito, durante lo studio teorico, e, come risultato pratico, si possono determinare le caratteristiche dei trasformatori stessi nonchè, in particolare, la qualità dei lamierini formanti il nucleo. La più interessante tra le misure in questione è, senza dubbio, quella che consente di ottenere sullo schermo il ciclo di isteresi magnetica del nucleo.

Poichè — come già abbiamo fatto notare — l'oscillografo è uno strumento che consente di misurare direttamente solo le tensioni, occorre che le grandezze magnetiche che interessano vengano trasformate in differenze di potenziale. Il circuito più adatto per ottenere la curva *B-H* di un trasformatore o di una bobina con nucleo ferromagnetico, è indicato, nelle sue linee generali, alla **figura 1**. La curva *B-H* detta anche — come sappiamo — curva di isteresi, indica il numero delle linee di flusso magnetico in funzione di campi magnetizzanti *H* di varia intensità.

Per molti tipi di nuclei la curva *B-H* ha la forma di una *S*, i cui tratti superiori ed inferiori, quasi orizzontali, indicano la zona di saturazione magnetica. Nel caso in cui il materiale presenti un ciclo di isteresi vero e proprio, la curva si allarga, e l'area compresa all'interno del ciclo rappresenta l'energia che si disperde in ogni singolo ciclo. E' quindi chiaro che, nel caso dei trasformatori di buona qualità, ci si deve aspettare una curva *B-H* quanto più stretta possibile, vale a dire con l'area da essa racchiusa, minima.

Per ottenere la curva *B-H* del nucleo di un trasformatore, occorre applicare all'oscillografo due segnali, sotto forma di tensione; uno di questi deve essere proporzionale al campo magnetico applicato, ossia al campo *H* determinato dal flusso della corrente primaria, e l'altro deve essere proporzionale al flusso del campo magnetico indotto presente nel nucleo.

Alla figura 1 è rappresentato lo schema di un normale trasformatore per apparecchio radio, disposto per la misura che stiamo descrivendo. La tensione presente ai capi di R_1 è proporzionale alla corrente che fluisce nel primario del trasformatore, e quindi è anche proporzionale al campo magnetico *H*, determinato da tale corrente. Il valore della resistenza R_1, deve essere, trattandosi di una misura di corrente, notevolmente basso (circa 5 ohm).

Poichè, nella curva *B-H*, il campo inducente *H* è rappresentato in ascisse, il segnale ai capi di R_1, ossia quello presente tra il punto *A* e la massa, va collegato alla rappresentazione dell'ascisse dell'oscillografo, cioè a dire all'entrata orizzontale. Naturalmente, il selettore orizzontale dello strumento va disposto per l'esclusione del generatore interno per la base dei tempi.

La tensione presente ai capi di un qualunque avvolgimento secondario è proporzionale alle tre grandezze seguenti:

1) al rapporto spire tra primario e secondario;
2) al numero delle linee di flusso magnetico concatenate al nucleo del trasformatore;
3) alla velocità di variazione del flusso magnetico.

In questo caso, il rapporto di spire ha un valore costante, determinato dal numero delle spire del primario e del secondario che viene preso in considerazione, e quindi può essere trascurato nella misura che stiamo eseguendo. Introducendo, come si vede sempre nella figura 1, un circuito integratore, costituito dalla resistenza R_2 (circa 200 kohm) e dal condensatore C_1 (di circa 0,25 μF), si ottiene, tra il punto *B* e la massa, una tensione proporzionale al solo numero delle linee di flusso, e quindi all'induzione magnetica *B*.

Si può perciò collegare il punto *B* all'ingresso del canale verticale dell'oscillografo. Occorre tenere presente che, nell'esecuzione di questa misura, la massa dell'oscillografo (e quindi l'involucro metallico esterno dello strumento stesso) è collegata direttamente ad un capo della rete di alimentazione. Per evitare pericolo ed inconvenienti, è bene inserire la spina in modo che il lato collegato alla massa dello strumento vada a connettersi al filo della rete che non presenta differenza di potenziale rispetto a terra. Nel caso in cui tale filo non sia facilmente identificabile, è bene verificare con un voltmetro per tensioni alternate.

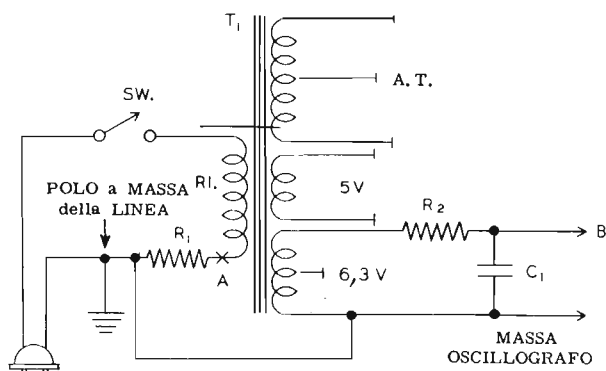



Fig. 1 Applicando agli ingressi dell'oscillografo le due tensioni presenti ai capi di R1 e di R2, è possibile ottenere sullo schermo l'immagine del ciclo di isteresi del nucleo di T1.

Fig. 2 - Esempio di ciclo di isteresi visibile sullo schermo (A). Nel diagramma a lato, X è la forza magnetizzante, ed Y il flusso magnetico.

Fig. 3 - In A, forma d'onda della tensione applicata al primario: in B e in C la corrente primaria senza e con il carico.

Dopo aver messo in funzione lo strumento ed il circuito su cui si stanno eseguendo le misure, si potrà osservare sullo schermo dell'oscillografo una figura del tipo di quella rappresentata alla **figura 2**. Può anche capitare che la curva ad « S » risulti rivoltata in senso opposto; ciò dipende dalla polarità del segnale prelevato sul secondario del trasformatore.

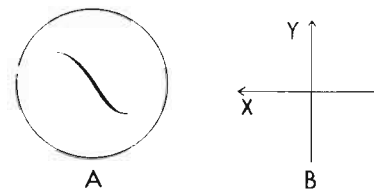
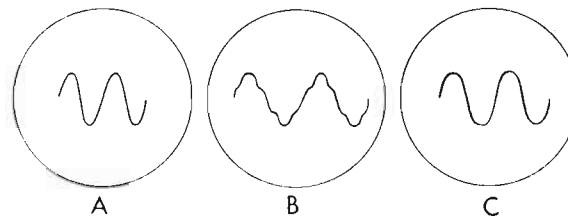
Naturalmente, la forma esatta della curva dipende anche dalla regolazione dei comandi di guadagno orizzontale e verticale dello strumento; l'andamento generale deve tuttavia rimanere del tipo in figura.

Corrente nel primario

Il circuito di figura 1 è utilizzabile anche per studiare la forma d'onda che percorre il circuito primario di un trasformatore di alimentazione. In questo caso, il circuito integratore costituito da R_2 e da C_1 deve essere alimentato. Il punto *A* viene, questa volta, connesso all'entrata verticale dello strumento, mentre per la deflessione orizzontale si usa il generatore interno a dente di sega. I comandi vanno regolati in modo che sullo schermo dell'oscillografo compaiano due o tre cicli del segnale che si sta esaminando.

Quando su diversi secondari del trasformatore non è presente alcun carico, la corrente che fluisce nel primario assume un andamento del tipo di quello rappresentato alla **figura 3**-*B*. In *A* della stessa figura è rappresentata la tensione (sinusoidale) ai capi del primario; essa, come è facile comprendere osservando lo schema di figura 1, coincide con la tensione di rete.

L'irregolarità della forma d'onda della corrente primaria è dovuta alla saturazione magnetica del nucleo del trasformatore, negli istanti in cui passa attraverso i picchi di tensione. Quando il nucleo del trasformatore è saturo, la velocità di cambiamento del flusso ed il numero delle linee vengono a ridursi notevolmente, in modo assai brusco, ed in conseguenza anche l'impedenza dell'avvolgimento primario diminuisce. Pertanto, durante i picchi che determinano la saturazione del nucleo, il flusso di corrente nel primario aumenta, e si ottiene appunto una forma d'onda del tipo di quella rappresentata alla figura 3-B.

Per poter osservare i cambiamenti che si verificano nella forma d'onda della corrente primaria, nel caso in cui venga disposto un carico in parallelo ad uno dei secondari, occorre disporre di una serie di resistenze di diversi valori, da collegarsi successivamente, onde poterne studiare i diversi effetti. Se, ad esempio, prendiamo in considerazione una metà del secondario per l'alta tensione, si può cominciare ad usare come carico una resistenza di valore compreso tra 50 kohm e 100 kohm, riducendola progressivamente. Occorre però fare attenzione a non scendere al di sotto di un certo limite, onde evitare sovraccarichi del trasformatore. La resistenza deve, inoltre, poter dissipare con facilità una discreta potenza (circa 10 watt).

Quando si giunge al minimo valore di resistenza compatibile con la potenza massima che può fornire il secondario del trasformatore, la corrente che fluisce attraverso il primario si avvicina notevolmente alla forma d'onda sinusoidale, pur presentando ancora una certa distorsione.

Questo fenomeno è dovuto al noto fatto, che la corrente fluente nel circuito di un secondario determina — a sua volta — un campo magnetico che presenta le seguenti caratteristiche:

a) tende ad opporsi alle linee di flusso magnetico stabile della corrente primaria, riducendo l'impedenza effettiva del primario e permettendo quindi un maggior flusso di corrente attraverso detto avvolgimento;

b) riduce la tendenza del nucleo a saturarsi, permettendo quindi alla corrente che fluisce nel primario di avvicinarsi maggiormente alla forma d'onda sinusoidale.

Relazione di fase nei secondari

Come sappiamo, ai capi dei secondari provvisti di presa centrale, sono presenti due tensioni della medesima ampiezza, ma sfasate tra di loro di 180°. Questa circostanza si può facilmente verificare anche con un oscillografo. A questo proposito, si può ricorrere alla disposizione indicata alla **figura 4**; come si vede, un secondario (5 volt) viene usato per ottenere una tensione di sincronismo esterna per l'oscillografo. Occorre, quindi, commutare il selettore di sincronismo in posizione « sincronismo esterno » ed applicare i 5 volt alla presa relativa. In tal modo si ha un segnale di sincronismo che rimane invariato rispetto alla fase ed alla polarità dei segnali applicati all'ingresso ver-

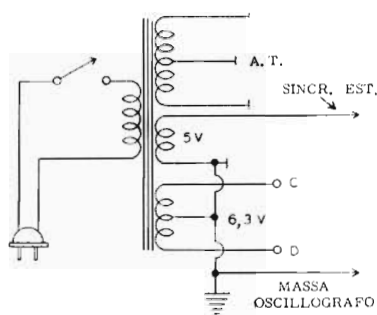



Fig. 4 - Verifica della regolazione di fase tra i capi del secondario. Prelevando il segnale tra la massa e C o D, si ottengono due immagini eguali ma rispettivamente di fase inversa.

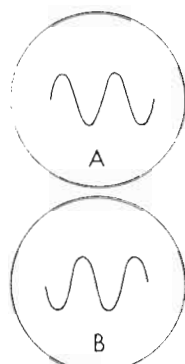



Fig. 5 - Immagini di due tensioni di eguale frequenza, ma di fase opposta (punti C e D di figura 4).

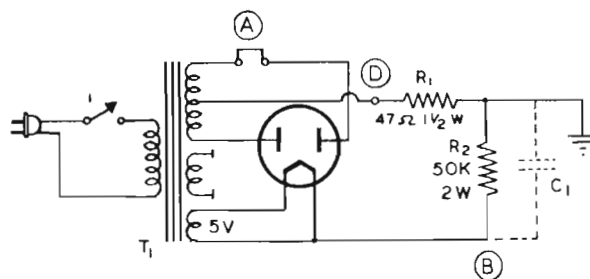



Fig. 6 - Predisposizione di un circuito rettificatore per l'analisi della forma d'onda della tensione rettificata. Per vedere le alternanze derivate dalla rettificazione di una sola semionda, il circuito viene interrotto su una fase dell'alta tensione, nel punto A.

ticale dell'oscillografo.

Se, ora, applichiamo all'ingresso verticale dello strumento il segnale presente al punto *C* (figura 4), e regoliamo opportunamente il comando della frequenza di esplorazione orizzontale, riusciamo ad ottenere sullo schermo dell'oscillografo una forma d'onda quale quella rappresentata alla **figura** 5-*A*.

Senza spostare ulteriormente i comandi relativi al sincronismo ed al canale orizzontale, si applica all'ingresso verticale dello strumento il segnale presente al punto *D*. In tal modo, si ottiene di nuovo un'onda sinusoidale costituita da due cicli completi, ma sfasata di 180° rispetto a quella osservata in precedenza (figura 5-**B**).

Un altro metodo per osservare la stessa differenza di fase presente ai due estremi di un secondario con presa centrale, consiste nell'applicare il centro dell'avvolgimento al lato di massa delle prese dei due canali, orizzontale e verticale, dell'oscillografo, ed i punti *C* e *D* (figura 4) uno all'ingresso verticale e l'altro all'ingresso orizzontale. Si ottiene sullo schermo una linea inclinata di 45° rispetto all'orizzontale, e discendente da sinistra a destra. Si può quindi affermare (vedi lezione precedente) che la differenza di fase tra i due segnali è di 180°.

Si vedrà un ulteriore metodo per effettuare questo tipo di misura quando descriveremo il funzionamento e le applicazioni del commutatore elettronico.

MISURE sugli STADI RADDRIZZATORI

Al paragrafo precedente abbiamo descritto i vari tipi di misure che si possono effettuare sui trasformatori di alimentazione. Per completare l'esame delle possibili applicazioni dell'oscillografo nei riguardi degli stadi di alimentazione delle apparecchiature radioelettriche, prendiamo ora in considerazione le diverse misure eseguibili sui circuiti di raddrizzamento per la tensione anodica. In particolare, esamineremo il comportamento delle raddrizzatrici ad una ed a due semionde, e dei condensatori elettrolitici.

Come avremo modo di constatare in seguito, vi sono alcuni difetti nei circuiti ora citati, che provocano la presenza, nella tensione continua d'uscita, di un ronzio a 50 Hz anche nel caso di circuiti raddrizzatori ad onde intere, oltre al normale ronzio a 100 Hz. E' questo il caso in cui è indispesabile, per scoprire il difetto, usufruire di un oscillografo.

Lo stesso trasformatore preso in considerazione nelle misure del paragrafo precedente può essere usato anche per gli esperimenti che descriveremo. Occorre, inoltre, disporre di una raddrizzatrice a due semionde di tipo standard, quale ad esempio la 5Y3 o la 5U4, di una induttanza di filtro da 10 henry e 40 mA, di un condensatore elettrolitico doppio da 10+10 μF e 450 volt, ed infine, di varie resistenze e condensatori.

Analisi dei circuiti di rettificazione

Il circuito rappresentato alla **figura 6** è indicato per lo studio del funzionamento delle valvole raddrizzatrici ad una semionda ed ad onda intera. Come si può notare, nello schema non è stato inserito alcun circuito di filtro; ciò perchè, in questa prova, si intende esaminare il funzionamento della sola raddrizzatrice, e non dell'intero stadio di alimentazione.

Dapprima, si esamina il funzionamento del circuito raddrizzatore ad una sola semionda. A questo scopo occorre aprire il circuito nel punto *A*, interrompendo in tal modo il collegamento facente capo ad una delle placche della valvola raddrizzatrice. Il segnale presente all'uscita della valvola viene esaminato collegando il punto *B* all'ingresso verticale dell' oscillografo, ed unendo la massa del circuito a quella dello strumento. La forma d'onda che si osserva sullo schema è, se il funzionamento del circuito è regolare, del tipo di quella indicata alla **figura 7**-*A*. Naturalmente, per ottenere tale forma d'onda, occorre regolare adeguatamente i selettori orizzontali e di sincronismo dell'oscillografo, ponendo il primo ad una frequenza piuttosto bassa (circa 15 Hz) ed il secondo in posizione « sincronismo interno ».

Si può ora passare allo studio di un circuito raddrizzatore a due semionde. Lo schema da tenere in considerazione è ancora quello di figura 6; in questo caso però il circuito, nel punto *A*, deve essere chiuso, in modo da consentire il funzionamento di entrambe le placche della valvola raddrizzatrice. Per quanto riguarda l'osservazione della forma d'onda presente all'uscita della valvola raddrizzatrice, l'oscillografo si dispone esattamente come nel caso precedente, e si ottiene in tal modo sullo schermo — se il funziona-

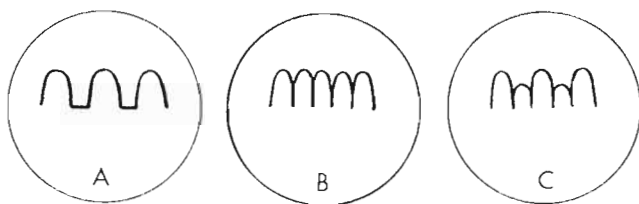



Fig. 7 - Immagini di tensioni continue pulsanti. In A, rettificazione di una sola semionda. In B, rettificazione delle due semionde, ed in C rettificazione di due semionde, ma con funzionamento asimmetrico tra i due diodi.

A

B

Fig. 8 - In A, variante apportata con C 1 = 0,5 μF (figura 6). In B, andamento della corrente nel carico.

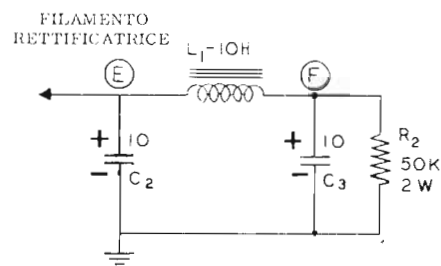



Fig. 9 - Circuito di filtraggio, (impedenza e due capacità). In esso si può osservare la forma della tensione di ingresso, ed in F quella della tensione di uscita.

mento di entrambe le sezioni della raddrizzatrice è regolare — una forma d'onda del tipo di quella rappresentata alla figura 7-**B**.

Uno dei difetti più caratteristici di questo tipo di stadio raddrizzatore si ha quando è presente, in uscita, un ronzio a frequenza di rete, ossia a 50 Hz. Esso può verificarsi anche in condizioni che sembrano di assoluta regolarità, e non lo si può certo imputare al circuito di filtraggio, dato che il ronzio che col filtraggio si cerca di eliminare e che quindi interessa i suoi circuiti, ha frequenza doppia, ossia di 100 Hz. La causa di questo tipo di ronzio è dovuta, generalmente, ad un funzionamento difettoso della valvola raddrizzatrice, e precisamente ad una differente efficienza delle sue due sezioni. In tal caso, una delle due semionde raddrizzate è di ampiezza superiore all'altra, e si ottiene quindi un ronzio a 50 Hz.

Un'altra causa si può trovare nella diversità di numero di spire esistente nelle due sezioni del secondario ad alta tensione del trasformatore di alimentazione, per cui ad una delle placche perviene una tensione di ampiezza diversa che all'altra. Tale ronzio a frequenza di rete non viene eliminato in genere dal filtro disposto dopo la raddrizzatrice, poichè questo, come si è ora detto, è calcolato per eliminare il ronzio a frequenza doppia (raddrizzatore ad onda intera).

Per poter «vedere» sull'oscillografo quale sia, in questo caso, l'effetto sulla forma d'onda della tensione d'uscita della valvola, occorre disporre, in serie ad uno dei circuiti anodici della raddrizzatrice, ad esempio nel punto *A* (figura 6) una resistenza del valore di circa 15 kohm, 2W. Se, successivamente si osserva, con la consueta tecnica, la forma d'onda presente sul filamento della raddrizzatrice, si nota sullo schermo dell'oscillografo un segnale non più regolare, come quello ottenuto in precedenza (figura 7-A) bensì del tipo di quello rappresentato alla figura 7-**C**. Si noti che, come effetto dello sbilanciamento tra le due sezioni della raddrizzatrice, si ottiene un segnale pulsante in cui l'ampiezza delle semionde passa con regolarità da un valore più alto ad un valore più basso.

A questo punto, tolta la resistenza da 15 kohm di sbilanciamento, proseguiamo nella serie di misure studiando l'effetto, sulla tensione raddrizzata, di un solo condensatore — di capacità relativamente bassa — posto in parallelo.

Disponiamo quindi in parallelo alla resistenza di carico da 50 kohm (figura 6), un condensatore C da 0,5 μF, 400 volt. L'ampiezza del ronzio osservabile al punto *B* scende considerevolmente, e l'andamento della componente alternata assume una forma del tipo a dente di sega, come si vede osservando la **figura 8-A**.

Quando all'uscita di un circuito raddrizzatore è presente un condensatore, disposto in parallelo alla tensione pulsante, esso si carica durante i picchi di tensione e si scarica lentamente attraverso la resistenza di carico durante il tempo in cui la tenisone del segnale pulsante è bassa. In conseguenza di ciò, si deve aspettare che la corrente che fluisce complessivamente attraverso il condensatore e la resistenza di carico, abbia una forma d'onda del tipo ad impulsi piuttosto stretti.

Come è noto, per osservare sullo schermo di un oscillografo la forma d'onda di una corrente, occorre disporre in serie alla corrente che si vuole osservare una resistenza di basso valore, e quindi leggere la differenza di potenziale presente ai suoi capi. Perciò, per poter osservare la corrente di carica che fluisce attraverso il circuito di utilizzazione, basta collegare l'entrata verticale dello strumento al punto *D* (figura 6). Il segnale che si osserva allora sullo schermo è simile a quello della **figura 8-B**, il che conferma quanto ci si era aspettato in base ad un ragionamento puramente teorico.

Analisi dei circuiti di filtraggio

Prendiamo ancora in considerazione il circuito raddrizzatore di figura 6: per ottenere un fltraggio della tensione pulsante presente all'uscita — ossia per ridurre il più possibile l'ampiezza della componente alternata di tale tensione — occorre inserire, al posto del carico costituito da R_2 e da C_1, un filtro formato da due condensatori elettrolitici da 10 μF e da una impedenza di filtro di 10 H. Il circuito è rappresentato alla **figura** 9. Come si può notare, la resistenza di carico è stata trasferita, in questo caso, all'uscita del filtro. Il punto *E* (ingresso del filtro) deve essere collegato al filamento della raddrizzatrice (punto **B** di figura 6).

Seguendo il solito procedimento, è possibile osservare la forma d'onda del segnale presente sia all'ingresso del filtro (punto *E*) che alla sua uscita (punto *F*), e ciò tanto nel caso di rettificazione ad una semionda che nel caso di rettificazione ad onda intera. Se colle-

Fig. 10 - Tipiche forme d'onda rilevate all'ingresso del filtro di figura 9 (punto E). In A, rettificazione di una semionda: in B di due semionde. In C, è evidente uno sbilanciamento tra i due diodi rettificatori.

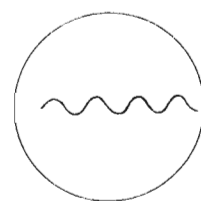
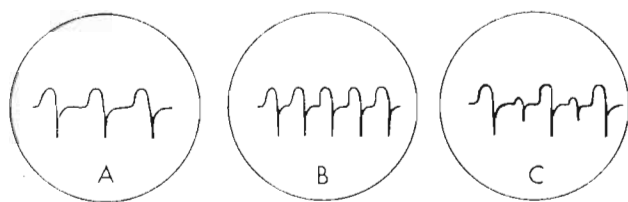
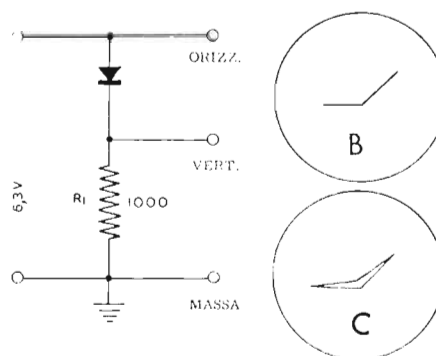



Fig. 11 - Aspetto della componente alternata residua, osservata all'uscita del filtro di figura 9 (punto F).

Fig. 12 - Rilevamento della curva caratteristica corrente-tensione, in un diodo al germanio. B e C sono le immagini date da un funzionamento normale.

ghiamo all'ingresso verticale dell'oscillografo il punto *E*, otteniamo, nel caso che la raddrizzatrice sia per una sola semionda (si può interrompere, se per è due semionde, il circuito nel punto *A* dello schema di figura 6), una forma d'onda per la tensione d'uscita del tipo di quella rappresentata alla **figura 10-A**. Nel caso che funzionino entrambe le sezioni della raddrizzatrice, si ottiene il segnale della figura 10-**B**, che è del tutto analogo, come forma, al precedente, mentre ha una frequenza doppia. Se, invece, le due sezioni della raddrizzatrice funzionano in modo sbilanciato (e per ottenere ciò si può introdurre ancora la resistenza da 15 kohm nel circuito di una delle due placche) si ottiene la forma d'onda illustrata alla figura 10-**C**.

Occorre, a questo punto, notare che sussiste una notevole differenza nel significato delle forme d'onda della figura 10 rispetto a quelle della figura 7. Nel caso della figura 7 esse sono state ottenute tutte senza alcun dispositivo di filtro all'uscita, in particolare senza nessuna capacità di valore elevato. La tensione pulsante varia quindi dal valore zero al massimo valore presente nel secondario del trasformatore. In altre parole, non si ha alcuna componente continua, e quindi tali forme d'onda bastano a caratterizzare in modo completo il segnale che si prende in considerazione.

Quando, invece, il segnale viene prelevato all'ingresso di un filtro comprendente capacità di valore elevato, durante il picco positivo della tensione pulsante, il condensatore C_2 si carica, rendendo così meno brusco il tratto ascendente del segnale, e successivamente si scarica, durante il tratto discendente della semionda raddrizzata, attraverso l'induttanza e la resistenza. Già abbiamo esaminato il principio di funzionamento di tale tipo di filtro alla lezione 44ª. Vogliamo ancora ricordare che, poichè la capacità di ingresso del filtro è piuttosto alta, essa non fa in tempo a scaricarsi del tutto durante il tratto discendente della semionda, e quindi la tensione non scende più a zero, ma solo fino ad un certo valore, positivo, proporzionale alla capacità. Quindi, in questo caso (forme d'onda della figura 10) non si tratta più di tensioni pulsanti, ed alla componente alternata, visibile sullo schermo dell'oscillografo, deve essere aggiunta la componente continua. Il calcolo teorico dell'ampiezza della componente continua rispetto a quella alternata si può effettuare secondo quanto è illustrato alla lezione 72ª.

Se però, si dispone di un oscillografo la cui banda passante del canale verticale si estende fino alla tensione continua, possiamo, come già detto alla lezione precedente, vedere sullo schermo contemporaneamente, sia la componente continua che quella alternata; è quindi facile valutare in questo caso, la percentuale di ronzio. Naturalmente, durante questa misura, l'interruttore CC - CA deve essere posto in posizione CC, ed il comando di azzeramento e di centraggio verticali devono essere tarati opportunamente.

Si può, allora, procedere all'osservazione del segnale presente all'uscita del fltro, ossia al punto *F* (figura 9). In questo caso la componente alternata assume l'andamento illustrato alla **figura 11**, e diminuisce notevolmente per quanto riguarda la tensione da picco a picco. Se il filtro è ben progettato e tutti i componenti sono regolari, il livellamento della tensione raddrizzata è, come sappiamo, quasi perfetto. Tuttavia, spingendo al massimo la sensibilità del canale verticale dell'oscillografo, e portando questa volta il commutatore in posizione CA, sarà sempre possibile osservare la sola componente alternata, che in genere ha un andamento che si avvicina molto a quello sinusoidale.

La presenza di un forte ronzio anche all'uscita del filtro denota sempre una irregolarità nel funzionamento dello stadio, che può essere dovuta sia al deterioramento di un condensatore elettrolitico, sia ad un funzionamento imperfetto della raddrizzatrice. In tali circostanze si ha spesso anche un forte abbassamento della tensione continua.

CARATTERISTICHE di DIODI a secco e VALVOLE

Tra le varie misure eseguibili su componenti elettronici, poche si presentano più complesse e lunghe di quelle atte a determinare le curve caratteristiche di valvole, transistori e diodi al germanio, se eseguite con i metodi tradizionali. Introducendo invece l'uso dello oscillografo, si ottiene una grande semplificazione, che consente, con minimo dispendio di tempo, di osservare direttamente le curve caratteristiche sullo schermo dello strumento, con una buona precisione.

In questo paragrafo prenderemo in considerazione i principi generali di tale tecnica, illustrandone successivamente le applicazioni al caso dei diodi a germanio e di alcuni tipi di valvole (diodi, triodi e pentodi).

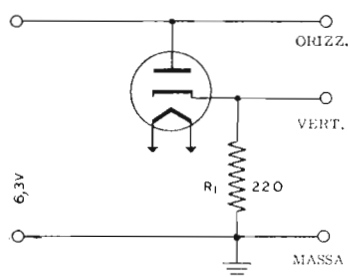



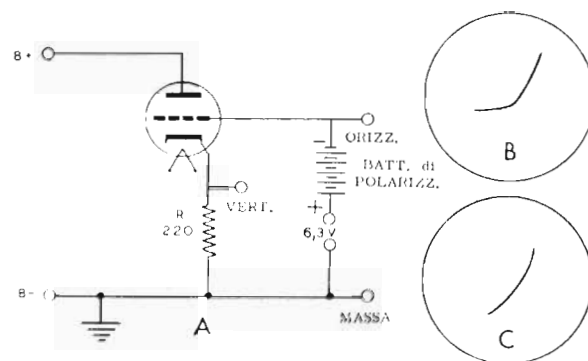
Fig. 13 - Verifica delle caratteristiche di un diodo a valvola, mediante l'oscillografo. Sono indicati i collegamenti allo strumento.

Fig. 14 - Verifica della caratteristica di griglia di un triodo. Col circuito A, le immagini B e C sono dovute a valori diversi di polarizzazione.

Come ben sappiamo, quasi tutti i tipi di curve caratteristiche, e non solo quelli riguardanti i diodi al germanio e le valvole elettroniche, si ottengono considerando due grandezze elettriche delle quali interessano le variazioni reciproche, e rappresentandole su di un piano cartesiano, una in ascisse e l'altra in ordinate. Si tratta, in sostanza, di tracciare quella curva i cui punti distano dall'asse verticale e da quello orizzontale in proporzione — rispettivamente — alla grandezza rappresentata in ascisse ed a quella rappresentata in ordinate. Il modo più ovvio per trovare tutti questi punti consiste nel far variare con continuità una delle due grandezze — ad esempio quella in ascisse — misurando in corrispondenza di ogni suo singolo valore, su di uno strumento adeguato e opportunamente disposto, il valore di quella in ordinate.

La «quota» del punto, rispetto all'asse orizzontale, sarà presa proporzionalmente a quest'ultima lettura, e si otterrà così una serie di punti che, uniti tra loro, daranno come risultante la curva caratteristica. Naturalmente, tanto maggiore è il numero delle letture che si susseguono, tanto più vicini risultano i punti della curva che si conoscono, e quindi è minore l'errore che si rischia di introdurre unendoli successivamente tra loro con un tratto rettilineo. Abbiamo già, più volte, incontrato casi di procedura del genere.

Da quanto detto finora, si comprende come l'oscillografo sia uno strumento particolarmente adatto ad una rappresentazione istantanea e della massima precisione di ogni tipo di curva caratteristica. La traccia che si può ottenere sullo schermo, infatti, in ogni suo punto ha una distanza dall'asse verticale ed orizzontale proporzionale alle tensioni applicate, rispettivamente, all'ingresso orizzontale ed a quello verticale. Se si riesce quindi a trasformare le due grandezze di cui interessa la rappresentazione in tensioni ad esse proporzionali, basterà applicare tali tensioni, opportunamente sincronizzate, agli ingressi orizzontale e verticale di un oscillografo, per ottenere sullo schermo la curva caratteristica che si desidera.

Un esempio di tecnica di tal genere è già stato descritto alla lezione precedente nel caso delle curve di risposta di un circuito accordato, ottenute con un oscillografo ed un generatore «sweep». In tal caso, la grandezza elettrica rappresentata sull'asse orizzontale era la frequenza, e quella rappresentata sull'asse verticale la tensione di uscita del circuito.

Quando la frequenza di variazione del segnale applicato al canale orizzontale è molto bassa — e ciò si verifica spesso, di proposito, nelle misure di laboratorio dato che, maggiore è la velocità con cui si fa variare una determinata grandezza, maggiore è l'imprecisione che si introduce — è necessario un oscillografo con tubo catodico a traccia persistente, in modo che la curva percorsa lentamente dal punto luminoso rimanga visibile per alcuni secondi. Inoltre, è indispensabile che entrambi gli amplificatori consentano il passaggio della tensione continua, poichè le variazioni applicate ai due canali sono, in questo caso, molto lente.

Diodi a semiconduttore

Il circuito rappresentato alla **figura 12** è adatto per ottenere la curva caratteristica corrente-tensione nel caso di diodi al germanio, quali ad esempio i tipi 1N34, 1N21 e simili. Una resistenza da 1.000 ohm è connessa in serie al diodo, ed all'intera combinazione viene applicata una tensione alternata di 6,3 volt, 50 Hz, ricavata dal secondario di un trasformatore.

Per ottenere una deflessione orizzontale proporzionale alla tensione applicata, l'ingresso orizzontale dello strumento viene collegato direttamente alla sorgente di tensione, come si vede alla figura 12.

La corrente che fluisce nel circuito causa una caduta di tensione ai capi della resistenza in serie da 1.000 ohm. Questa tensione è proporzionale alla corrente anzidetta, e la sua polarità dipende dalla direzione del flusso. In tal modo, la tensione presente ai capi di R_1 può essere applicata all'ingresso verticale dello strumento, e si ottiene così una deflessione verticale proporzionale al flusso di corrente. In questa misura, come pure in tutte le altre di questo genere, il generatore interno per la base dei tempi deve essere escluso.

La curva che generalmente si ottiene sullo schermo dell'oscillografo è, se il diodo è efficiente, del tipo di quella rappresentata alla figura 12-**B**. Il tratto orizzontale corrisponde alle semionde che polarizzano il diodo in senso tale da non permettere alcun passaggio di corrente, mentre il tratto crescente corrisponde al flusso di corrente attraverso il circuito, quando la tensione applicata inverte la sua polarità. Come si può notare, nel caso rappresentato in figura, il flusso di corrente aumenta all'aumentare della tensione. Esso

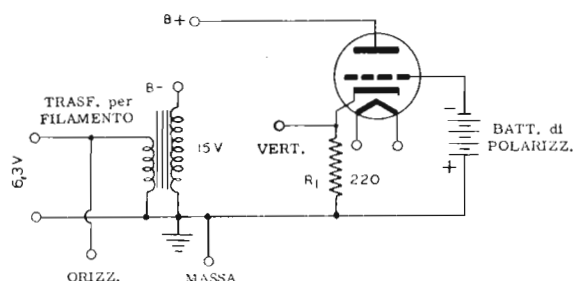



Fig. 15A - Metodo per rilevare la caratteristica di placca di un triodo. La polarizzazione di griglia è fissa, e la tensione di placca è data da una sorgente di corrente continua in serie ad una sorgente di tensione alternata (secondario del trasformatore).

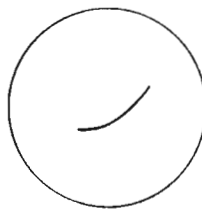



Fig. 15-B - Curva tipica della caratteristica di placca di un triodo, ricavata col metodo descritto alla figura 15-A.

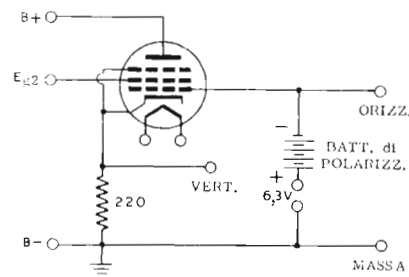



Fig. 16 - Disposizione dei collegamenti all'oscillografo, per rilevare la curva caratteristica di griglia di un pentodo. In questo caso, in serie alla polarizzazione di griglia, si applica una componente alternata.

potrebbe tuttavia anche diminuire, ossia aumentare in senso negativo, nel caso in cui il diodo fosse disposto, nel circuito, in senso inverso.

Se l'amplificatore orizzontale dell'oscillografo introduce un leggero sfasamento, può capitare di ottenere una traccia sdoppiata, quale è quella in figura 12-**C**. Essa non indica difetto nel circuito nè errore nelle connessioni, né può interferire nell'interpretazione della curva ottenuta, se si conosce la sua causa.

Valvole: diodi a vuoto

Il circuito di **figura 13** è adatto per ottenere le curve caratteristiche dei diodi a vuoto, che dànno la corrente di placca in funzione della tensione di placca. Poichè la resistenza interna della valvola è, in generale, piuttosto bassa, la resistenza R_1 in serie deve anche essa essere di valore basso. Del resto, la resistenza R_1 viene introdotta allo scopo di ottenere, ai suoi terminali, una tensione proporzionale alla corrente che fluisce nella valvola, e già sappiamo che le resistenze inserite per eseguire misure di corrente devono essere il più possibile di valore basso, onde non alterare le caratteristiche generali dei circuiti.

Una curva caratteristica di un diodo si può ottenere sia utilizzando un qualunque tipo standard, quale ad esempio la 6AL5, sia connettendo a diodo un triodo od un pentodo, il che si può ottenere collegando le griglie alla placca. In ogni modo, occorre che la tensione per l'alimentazione del filamento sia elettricamente isolata da quella applicata al circuito di placca; occorre, cioè, avere un trasformatore che disponga di due secondari a 6,3 V, isolati tra loro, oppure usufruire di due trasformatori diversi.

La curva che si ottiene con un diodo a vuoto è assai simile a quella di un diodo al germanio (figura 12-B). Una variazione interessante della misura ora descritta si ha ponendo in serie al segnale alternato applicato alla valvola una tensione continua (lato positivo verso il circuito di placca). In questo modo si ottiene la curva di risposta del diodo alla corrente pulsante.

Valvole: triodi e pentodi

Quando si prendono in considerazione dei triodi, sappiamo che si possono ottenere due tipi fondamentali di curve caratteristiche. In uno, si ha la corrente di placca in funzione della tensione di griglia, mentre nell'altro si ha la corrente di placca in funzione della tensione di placca. Questi due tipi di curve caratteristiche non sono completamente indipendenti tra loro, poichè, nel primo caso, si tiene conto anche della tensione di placca (e precisamente la si mantiene costante su un determinato valore) e nel secondo caso si considera, in modo analogo, anche la corrente di griglia. Si può quindi tracciare, in entrambi i casi, un'intera famiglia di curve caratteristiche: ogni singola curva si ottiene attribuendo un valore fisso alla tensione di placca o, rispettivamente, alla tensione di griglia. Disponendo di una delle due famiglie di curve, è chiaro che si hanno tutti quei valori che occorrono per disegnare anche l'altra.

Entrambi questi tipi di curve possono essere ottenuti sullo schermo purchè siano impiegati circuiti adatti. Quello rappresentato alla figura **14-A** è adatto per ottenere la caratteristica di griglia (corrente in funzione delle tensioni di griglia). La tensione presente sulla griglia, costituita dalla somma di una polarizzazione negativa costante e di un segnale alternato di 6,3 volt, viene applicata all'entrata orizzontale dello strumento. All'entrata verticale viene applicata la tensione esistente ai capi della resistenza presente nel circuito di catodo, tensione proporzionale alla corrente che fluisce attraverso la valvola. La forma esatta della curva che si ottiene dipende dalla costante del circuito, ed in particolare dalla tensione di polarizzazione e dalla tensione anodica $B+$. Ad esempio, se la polarizzazione fissa ha il valore di —9 V, si ottiene la curva caratteristica rappresentata alla figura 14-**B**, con un pentodo 6SJ7 collegato a triodo. Se la tensione di polarizzazione fissa viene portata a soli —1,5 V, si ha la curva di figura 14-C.

Come già abbiamo detto in precedenza, prendendo in considerazione tutti i possibili valori della tensione di placca $B+$, si può ottenere un'intera famiglia di curve. Le variazioni della tensione di polarizzazione, invece, non portano all'osservazione di una nuova curva, bensì di un diverso tratto della stessa. Per ottenere quindi una informazione completa sul funzionamento della valvola, occorre prendere in considerazione una serie di valori fissi per $B+$, ed in corrispondenza di ciascuno di essi, tracciare una curva caratteristica, esplorando successivamente tutte le sue zone, mediante variazioni della tensione di polarizzazione. Non volendo cambiare di volta in volta la batteria nel circuito di griglia, è sufficiente

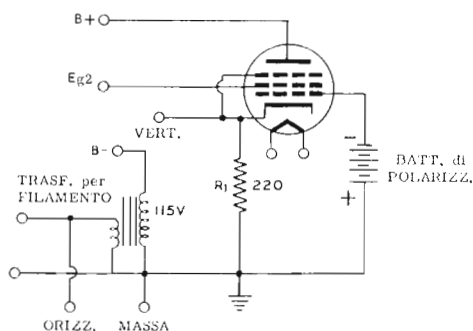



Fig. 17A - Disposizione dei collegamenti allo strumento per rilevare la curva caratteristica di placca di un pentodo. La componente alternata è in serie alla tensione anodica.

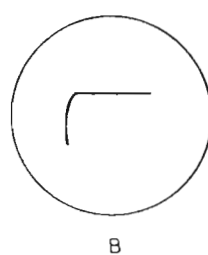



Fig. 17-B - Curva caratteristica di placca di un pentodo 6SJ7, con polarizzazione di griglia pari a — 1,5 volt.

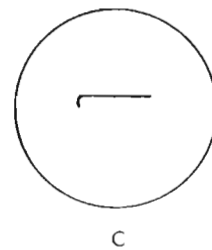



Fig. 17-C - Curva caratteristica del medesimo pentodo di figura 17-B, ma con polarizzazione pari a — 9 volt.

adottarne una di valore elevato, prelevando la tensione sul cursore di un potenziometro ad essa in parallelo.

Volendo rilevare le curve caratteristiche di placca (corrente in funzione della tensione di placca), occorre disporre il circuito come indicato alla **figura 15-A**. In questo caso, la polarizzazione di griglia è fissa, e la tensione anodica viene ad essere costituita da una componente continua fissa *B*+, posta in serie ad una tensione alternata di circa 115 V, ottenuta dalla solita a 6,3 V mediante un trasformatore elevatore. L'entrata orizzontale viene collegata ai 6,3 V ed è quindi proporzionale alla variazione di tensione di placca, mentre l'entrata verticale è collegata — come al solito — ai capi della resistenza di catodo.

La serie di trasformazioni di tensione (dalla rete a 6,3 V ed a 6,3 V a circa 115 V) è necessaria perchè, con un unico passaggio della tensione di rete ai 115 V, non si disporrebbe di una tensione a 6,3 V, da applicarsi all'entrata orizzontale dello strumento in fase con la tensione a 115 V alternati che si applica in serie all'anodica.

Anche questa volta, la forma della curva dipende dalle costanti del circuito, ed in particolare, considerando diversi valori per la tensione di polarizzazione, si ottiene tutta una famiglia di curve. Un andamento tipico di curva caratteristica di placca è rappresentata alla figura 15-**B**. Per quanto riguarda la tensione *B*+, non occorre in questo caso variarla per poter esplorare tutta la curva. Infatti, mantenendola su di un valore di circa + 150 o + 160 V, si ottiene, sommandola alla tensione alternata a 115 V, una tensione variabile da circa 0 a circa + 300 V, e quindi viene esplorata tutta la zona che in pratica interessa.

Anche nel caso dei pentodi, come nel caso dei triodi, si ha a che fare con due diversi tipi di curve caratteristiche. In questo caso però, la tensione di placca ha, entro certi limiti, poca influenza sulla corrente che attraversa la valvola; in conseguenza, le caratteristiche di placca hanno la tendenza ad avere un lungo tratto orizzontale, o quasi. Inoltre, la presenza della griglia schermo e della griglia di soppressione complica le cose, poichè anche le tensioni che vengono applicate a questi elettrodi possono essere variate, e perciò si ottiene una vera e propria *serie* di famiglie di curve caratteristiche di placca ed una di caratteristiche di griglia.

Allo scopo di semplificare le misure — ed anche perchè così avviene nella maggior parte dei montaggi pratici — la tensione della griglia di soppressione viene mantenuta costante, e precisamente eguale alla tensione presente sul catodo. La tensione sulla griglia schermo, invece, pur essendo tenuta costante durante il rilevamento di ogni gruppo di curve, è bene possa venire variata con un potenziometro o con un partitore di tensione, onde poter osservare il suo effetto sulle condizioni generali di funzionamento della valvola.

Alla **figura 16** è rappresentato uno schema che consente di osservare le curve caratteristiche di griglia di un pentodo. Esso è analogo a quello usato per il triodo, se si eccettua la presenza di un'ulteriore tensione positiva per la griglia schermo; questa tensione è bene sia ottenuta indipendentemente da quella di placca, se si vuole che variazioni di tensione di placca non si ripercuotano su di essa. Nell'eseguire questa misura si potrà notare che la curva caratteristica di griglia, contrariamente a quanto avveniva nel caso del triodo, non varia di molto al variare della tensione di placca. Si ottengono, per contro, notevoli variazioni nell'andamento della curva, variando la tensione sulla griglia schermo.

Il circuito da impiegarsi, nel caso si vogliano rilevare le caratteristiche di placca, è quello rappresentato alla **figura 17-A**. Si tratta anche questa volta di un circuito del tutto analogo a quello utilizzato per i triodi, con la aggiunta della tensione positiva per la griglia schermo, e valgono ancora le osservazioni già fatte a proposito del valore delle tensioni e dell'indipendenza tra quelle di griglia e quella di placca. Per ottenere una famiglia di curve si può variare progressivamente la tensione di polarizzazione sulla griglia controllo, ed ottenere, per ogni valore di questa, una curva diversa. Alla figura 17-**B** è indicata una curva con tensione di griglia di — 1,5 V (pentodo 6SJ7); alla sezione **C** della stessa figura, la tensione di polarizzazione è stata portata a — 9 volt. Come già detto, il tratto orizzontale indica che la corrente attraversante la valvola è, in quella zona, indipendente dalla tensione di placca.

In quest'ultima misura si può introdurre un ulteriore elemento variabile. In corrispondenza di ogni curva della famiglia precedentemente ottenuta, si può, variando anche la tensione di griglia schermo, avere tutta una serie di curve. Si ottiene *una serie* di famiglie, ogni singola curva delle quali dipende dai valori (parametri) della tensione di griglia schermo e di griglia controllo.

DOMANDE sulle LEZIONI 100ª e 101ª

N. 1 —
In quale parte dell'oscillografo si trovano, normalmente, gli attacchi per il collegamento diretto alle placchette ?

N. 2 —
Quali sono, progressivamente, le manovre da effettuare su di un oscilloscopio per vedere una forma d'onda ?

N. 3 —
Quali sono le caratteristiche di un segnale che possono essere dedotte immediatamente osservandone la forma sull'oscillografo ?

N. 4 —
In quale caso l'oscillografo è particolarmente utile per la misura di tensioni ? Per quale motivo ?

N. 5 —
In quale modo è possibile osservare la sola semionda superiore di un segnale, con la massima ampiezza consentita ?

N. 6 —
Se si desidera osservare il comportamento di un amplificatore di Bassa Frequenza, dove deve essere collegato l'oscillografo ?

N. 7 —
Se si introduce un segnale sinusoidale in un amplificatore, e si osserva in uscita un segnale ricco di armoniche dispari, quale può essere la cuasa ? Quale, se invece l'uscita è ricca di armoniche pari ?

N. 8 —
Come è possibile effettuare misure di corrente con un oscillografo a raggi catodici ?

N. 9 —
In quale modo si valuta la curva di responso di un amplificatore di Bassa Frequenza mediante l'oscillografo ?

N. 10 —
In quale modo è possibile osservare sullo schermo la curva di responso di un circuito accordato ad A.F. ?

N. 11 —
In quale modo è possibile valutare con buona approssimazione la percentuale di modulazione di un'onda ad Alta Frequenza modulata in ampiezza ?

N. 12 —
Una volta fermata l'immagine di un segnale sullo schermo, come è possibile osservarne le diverse fasi ?

N. 13 —
In quale modo è possibile effettuare misure di frequenza mediante l'oscillografo ? Come viene calcolato il valore della frequenza incognita ?

N. 14 —
Quale deve essere la caratteristica di un oscillografo affinchè esso consenta l'esame di un amplificatore mediante l'iniezione di segnali ad onde quadre ?

N. 15 —
Come è possibile effettuare con l'oscillografo misure di tensioni o di correnti continue ?

N. 16 —
A cosa serve la mascherina graduata ?

RISPOSTE alle DOMANDE di Pag. 785

N. 1 — Sei: amplificatore verticale, amplificatore orizzontale, generatore a dente di sega, circuito di sincronismo, tubo a raggi catodici ed alimentatore.

N. 2 — A scatti (generalmente a decadi), per variare l'ampiezza secondo rapporti decimali, e potenziometrici, (variazione continua), per ottenere tutti i valori intermedi di ogni posizione dell'attenuatore a scatti.

N. 3 — Perchè essa rappresenta il « tempo », che, nei grafici, viene sempre riportato sull'asse orizzontale. In tal modo i cicli dell'imagine si presentano verticalmente.

N. 4 — A rendere uniforme il responso alla frequenza di ogni stadio amplificatore, anche con frequenze particolarmente elevate.

N. 5 — L'amplificatore del segnale da esaminare deve — in tal caso — essere ad accoppiamento diretto. In tal modo, non essendovi capacità di accoppiamento tra la placca e la griglia, è possibile seguire anche le lente variazioni di ampiezza di una tensione pressochè continua.

N. 6 — Il rapporto deve essere di quattro a uno, ossia si devono avere quattro cicli di segnale per ogni impulso a dente di sega. Tali quattro cicli devono avere luogo contemporaneamente al tratto in salita della tensione a dente di sega.

N. 7 — Tre: non bilanciato, bilanciato, ed il controllo applicato tra l'ultimo ed il penultimo stadio sia dell'amplificatore verticale che di quello orizzontale.

N. 8 — Due: un controllo a scatti che varia la gamma di frequenza, ed uno potenziometrico che consente la variazione tra il valore minimo e quello massimo di ogni gamma.

N. 9 — Variando i controlli di frequenza del circuito della tensione di « analisi » (segnale orizzontale).

N. 10 — A prelevare una parte del segnale di ingresso, e ad inviarlo alla valvola oscillatrice a dente di sega, onde assicurare la costanza del rapporto tra le due frequenze. In tal modo è possibile far sì che l'immagine presente sullo schermo sia completamente ferma.

N. 11 — Rendendo minime le dimensioni del punto luminoso creato dal raggio elettronico che colpisce lo schermo. Tale operazione viene effettuata agendo sui controlli di « fuoco » e di « luminosità », contemporaneamente.

N.12 — A rendere il rapporto di attenuazione (determinato dalle resistenze), indipendente dalla frequenza del segnale di ingresso.

N. 13 — Variando la polarizzazione della griglia del tubo rispetto al catodo.

N. 14 — Introducendo in un punto attivo del circuito oscillatore a dente di sega una parte del segnale da esaminare, con ampiezza tale da sincronizzare la frequenza di oscillazione fissandola ad un valore costante.

N. 15 — L'amplificatore verticale ha un responso più esteso alla frequenza che non quello orizzontale, e presenta un guadagno maggiore.

N. 16 — A commutare l'ingresso del circuito di sincronismo tra catodo di una valvola finale verticale, tensione rete, e presa per sincronismo esterno.

L'oscillografo può essere usato per misure di frequenza anche molto accurate. E' necessario, per questo impiego, poter disporre di un generatore di segnali sinusoidali o a dente di sega, che copra almeno la parte centrale della gamma di frequenze che si vogliono misurare; infatti, questo genere di misura si attua confrontando il segnale a frequenza incognita con un segnale a frequenza nota. Per poter effettuare una misura abbastanza accurata occorre che il segnale a frequenza nota sia compreso nella gamma che va da 1/10 della frequenza incognita a 10 volte la frequenza stessa; oltre a questi limiti la misura diviene difficile e soggetta ad errori.

I due segnali dei quali si è detto vengono applicati l'uno all'ingresso verticale e l'altro a quello orizzontale dello strumento. Il generatore interno per la base dei tempi deve essere escluso. Dallo studio delle figure che compaiono sullo schermo, note come « figure di Lissajous », si perviene al calcolo del rapporto tra la frequenza del segnale applicato all'ingresso verticale e quella del segnale applicato all'ingresso orizzontale.

Le figure Lissajous possono essere suddivise in due categorie generali: i tipi a « spire chiuse » ed i tipi a « spire aperte ».

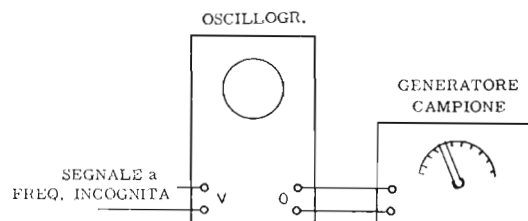
Le figure di Lissajous a spire chiuse si ottengono quando i due segnali sono entrambi sinusoidali (anche se leggermente distorti): le figure a spire aperte si ottengono invece quando un segnale è sinusoidale e l'altro a dente di sega lineare. Entrambi questi tipi di figure sono adatti per misurare la frequenza di un segnale, e la loro scelta dipende dallo strumento di cui si dispone per ottenere il segnale campione a frequesta nota. Nel caso in cui non si disponga di un generatore esterno, si può utilizzare, per quanto riguarda il canale orizzontale, lo stesso segnale interno a dente di sega usato per la base dei tempi dell'oscillografo. Occorre allora che la frequenza di quest'ultimo segnale possa essere determinata con una certa precisione, in base alla posizione delle manopole esterne per il comando del generatore dell'asse dei tempi; in altre parole, che lo strumento sia adeguatamente calibrato.

Descriveremo ora le diverse tecniche che si possono seguire nelle misure di frequenza, con particolare riguardo al caso in cui si possa disporre di un generatore esterno di segnali sinusoidali, la cui frequenza, manualmente veriabile con continuità, sia indicata con precisione da opportuni quadranti.

Figure di Lissajous a spire complete

In generale, le figure di Lissajous a spire complete (spire chiuse) sono preferite dalla maggior parte dei tecnici nell'esecuzione di misure di frequenza. Comunque, per poter conseguire in tali misure tutti i vantaggi che si possono ottenere con le figure a spire complete, occorre che la frequenza del generatore esterno possa essere variata entro ampi limiti, e con la massima accuratezza. Infatti, in queste misure, la precisione dell'oscillografo è assoluta, e quindi l'errore eventuale viene introdotto dal solo generatore esterno di frequenze campione.

La disposizione degli strumenti è quella rappresentata in figura.

Il segnale incognito può, tuttavia, essere applicato anche all'entrata orizzontale dell'oscillografo, ed in tal caso il generatore campione deve essere applicato allo ingresso verticale. Disponendo però gli strumenti in

Disposizione degli strumenti per effettuare misure precise di frequenza mediante l'oscillografo. Come si nota, all'amplificatore verticale viene applicato il segnale di frequenza incognita, ed all'amplificatore orizzontale viene applicata l'uscita di un generatore campione. La frequenza del segnale verticale può essere dedotta dall'immagine che si presenta sullo schermo del tubo.

questo modo, l'interpretazione delle figure che si ottengono diviene leggermente diversa da quello del caso precedente, come vedremo in seguito.

Supponiamo, dapprima, di applicare il generatore di onde sinusoidali a frequenza nota all'entrata orizzontale dell'oscillografo ed il segnale a frequenza incognita all'entrata verticale. La frequenza del generatore verrà variata fino ad ottenere sullo schermo una figura stazionaria e facilmente riconoscibile. Da questa figura si ricava il rapporto tra le frequenze dei due segnali, e, poichè la frequenza di uno di questi è nota, il calcolo dell'altra si ottiene con una semplice moltiplicazione.

Per determinare il rapporto tra le frequenze di due segnali, immaginiamo di racchiudere la figura che si ottiene sullo schermo in un rettangolo. Potremo allora contare i punti di tangenza delle spire con un lato orizzontale e un lato verticale: il rapporto tra la frequenza del segnale applicato al canale verticale e la frequenza di quello applicato al canale orizzontale, è dato dal rapporto tra il numero dei punti di tangenza con l'asse orizzontale ed il numero dei punti di tangenza con l'asse verticale.

La frequenza del segnale incognito si può quindi calcolare semplicemente mediante l'espressione:

$$f = \frac{F \times N_o}{N_v}$$

nella quale F è la frequenza del segnale noto, N_o è il numero dei punti di tangenza con l'asse orizzontale ed N_v è il numero dei punti di tangenza dell'asse verticale. Ad esempio, supponiamo di ottenere la figura 9 o la figura 12; in entrambi i casi il numero dei punti di tangenza con l'asse verticale è 1 e con l'asse orizzontale 3. In conseguenza, il segnale incognito ha una frequenza pari al triplo del segnale noto. Se la frequenza di quest'ultimo è di 150 Hz, la frequenza incognita è quindi 450 Hertz.

Vogliamo un'altra volta sottolineare il fatto che **la figura che si ottiene non dipende dalle frequenze dei**

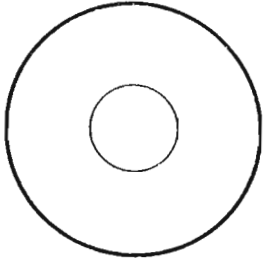
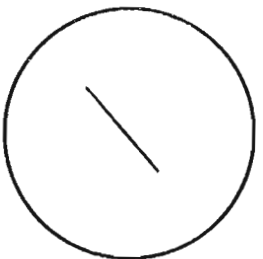
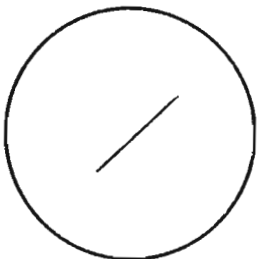
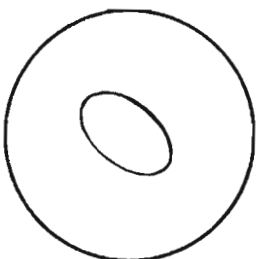
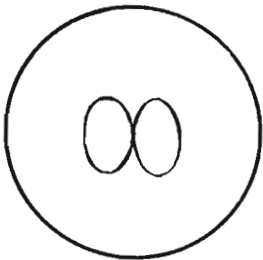
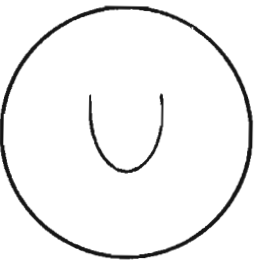
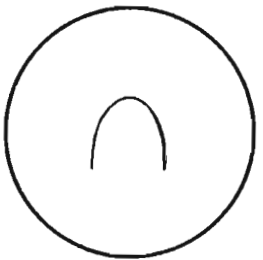
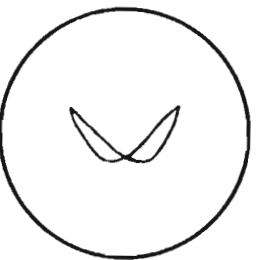
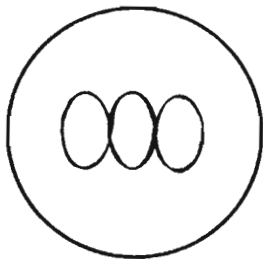
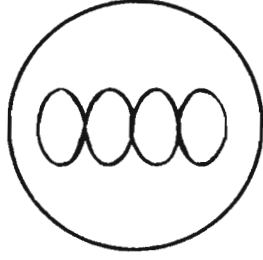
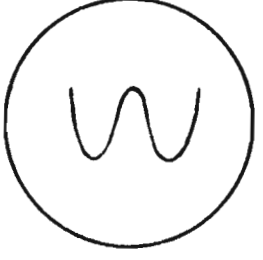
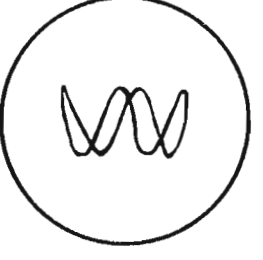
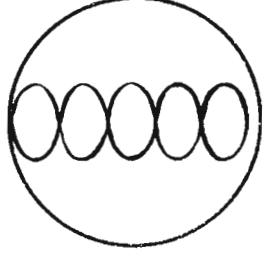
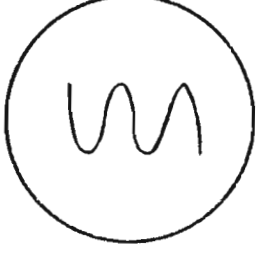
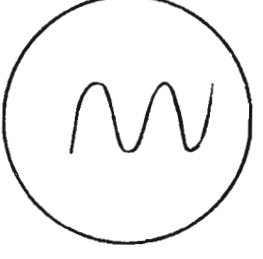
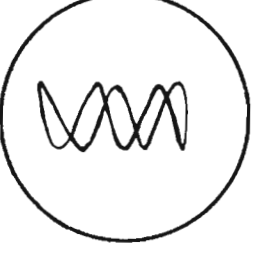
segnali, ma solo dal loro rapporto. Le figure 9 e 12 di cui sopra si possono ottenere anche con segnali di frequenza diversa da quelle citate, ad esempio con 250 Hz per la frequenza nota e 750 Hz per quella incognita.

Prendiamo ora in considerazione la serie di figure dall'1 al 20 della tabella. Nella prima riga, in alto, troviamo quattro esempi di figure che si possono ottenere quando le frequenze sono eguali tra loro, quando hanno cioè un rapporto 1 : 1. Nella seconda riga la frequenza incognita è doppia, ossia il rapporto è 2 : 1. Nella terza riga il rapporto è 3 : 1, e così via.

Come si può notare, ogni riga comprende una serie di quattro figure, le quali stanno ad indicare tutte lo stesso rapporto di frequenze. Queste figure differiscono l'una dall'altra in ragione dei diversi sfasamenti tra i due segnali. Nella prima colonna, da sinistra, troviamo le figure che corrispondono a sfasamenti di 90° tra i due segnali. Sono queste le figure più adatte per ottenere delle misure di frequenza, poichè — come sappiamo — non si può incorrere in equivoci nel calcolare il numero dei punti di tangenza con i due assi. Le figure della seconda e della terza colonna — ottenute rispetivamente con sfasamenti di 0° e di 180° — sono invece, da questo punto di vista, molto ingannevoli; non è quindi conveniente basarsi su figure di questo tipo. Si può rilevare che, in tali tipi di figure, non si hanno delle vere e proprie spire, poichè il «ritorno» della traccia va a coincidere con la traccia di andata. In tal modo, due punti di tangenza vengono talora a coincidere tra loro e, se non si tiene conto di ciò, si introduce un errore di misura.

Consideriamo ad esempio le figure 14 e 15. Entrambe hanno un solo punto di contatto con l'asse verticale, e su ciò non si può avere alcun dubbio. Volendo calcolare il numero dei punti di contatto con l'asse orizzontale, si potrebbe pensare che questi siano tre nel caso della figura 14 e due nel caso della figura 15. Ciò è invece errato, poichè il rapporto di frequenza è, in entrambi i casi, 4 : 1. Per comprendere la ragione di questo errore, bisogna tener conto che il secondo punto di contatto nella figura 14, come pure entrambi i punti di contatto della figura 15, sono dei punti doppi.

Nella quarta colonna è considerato un esempio di sfasamento intermedio. Naturalmente, le figure di questo genere sono, per ogni rapporto di frequenza, infinite. Infatti, ad ogni angolo diverso da quelli considerati alle tre colonne precedenti, corrisponde una figura diversa; queste figure sono però tutte dello stesso genere poichè, come si può intuire confrontando le figure della prima e della seconda colonna, si passa con continuità dall'una all'altra, attraverso tutti gli stadi intermedi, un esempio dei quali è illustrato alla colonna quarta.

Si può ora capire più chiaramente come sia possibile ottenere dei punti doppi nella traccia della seconda o della terza colonna. Riprendiamo, ad esempio, in considerazione le figure della quarta riga, ossia quelle corrispondenti ad un rapporto di frequenza 4 : 1. La figura 13, quella corrispondente ad uno sfasamento di 90°, si trasforma, passando attraverso una serie di stadi intermedi — uno dei quali è rappresentato nella quarta colonna — nella figura 14. Vediamo quindi, che il secondo ed il terzo punto di contatto (figura 13), si avvicinano sempre più (figura 16), fino a coincidere (figura 14).

Tutti i ragionamenti finora fatti, e le figure esaminate, restano validi solo nel caso in cui entrambi i segnali che si applicano alle due entrate dell'oscillografo siano sinusoidali. Se si ha a che fare con segnali aventi forme d'onda complesse, le figure che si ottengono sono del tutto diverse, e possono venire interpretate solo in alcuni casi alquanto semplici, specialmente per rapporti di frequenze 1 : 1 e 2 : 1.

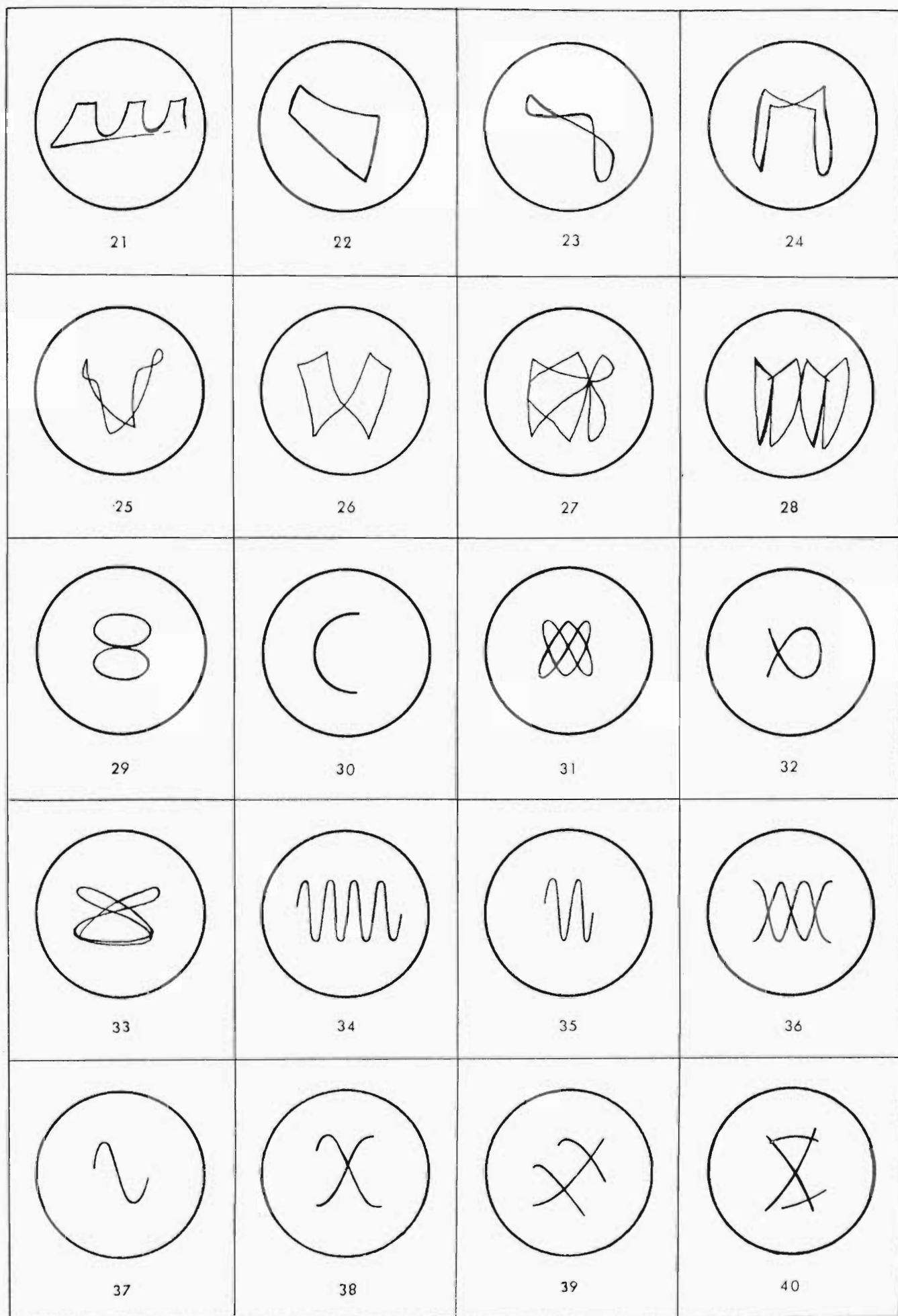
Supponiamo, per illustrare un caso particolarmente semplice, di applicare all'ingresso orizzontale il solito segnale sinusoidale, ed all'ingresso verticale un segnale del tipo di quello indicato alla figura 21. In tal caso, essendo uno dei due segnali del tipo sinusoidale, e l'altro non molto complesso, si ottengono delle figure la cui interpretazione è abbastanza facile, per lo meno, come si è detto, nel caso di rapporti espressi da numeri interi piccoli.

Le figure 22 e 23 sono state ottenute con rapporti 1:1 e con diversi angoli di fase. Nel caso in cui il segnale applicato all'ingresso verticale abbia frequenza doppia dell'altro si possono ottenere, secondo lo sfasamento tra detti segnali, figure del tipo di quelle rappresentate nei casi 24, 25 e 26. Le figure 27 e 28, la cui interpretazione è già più difficile, e richiede comunque una notevole esperienza in misure del genere, sono state ottenute — rispettivamente — con rapporti di frequenza 3 : 1 e 4 : 1.

Consideriamo ora che entrambi i segnali siano sinusoidali, però che il rapporto tra le frequenze non sia un numero intero. Occorre qui distinguere due casi. Se il rapporto è reciproco di numero intero, ad esempio 1 : 2, 1 : 3 ecc., le figure che si ottengono sono del tutto analoghe a quelle dei rapporti 2 : 1, 3 : 1 ecc. L'unica differenza consiste nel fatto che gli assi orizzontali e verticali sono invertiti tra loro, ossia, in altri termini, le figure sono ruotate di 90°. Ad esempio, le figure 29 e 30 rappresentano entrambe un rapporto 1 : 2, e corrispondono, rispettivamente, alle figure 5 e 6, dalle quali possono venire ottenute mediante una semplice rotazione di 90°. Analogamente, tutte le figure dalla 7 alla 28 si possono ruotare allo stesso modo, indicando in tal caso i rapporti di frequenza reciproci.

Se, invece, il rapporto di frequenza non può essere espresso mediante numeri reciproci di numeri interi, si ottengono delle figure più complesse, delle quali illustreremo alcuni casi. Supponiamo che il rapporto tra la frequenza del segnale applicato al canale verticale e quella del segnale applicato al canale orizzontale sia di 3 : 2. In tal caso, se lo sfasamento è di 90° si ottiene la figura 31, nella quale si hanno effettivamente tre punti di tangenza con l'asse orizzontale e due punti di tangenza con l'asse verticale. Applicando quindi la formula citata in precedenza, si ottiene, come rapporto di frequneza, 3 : 2. La figura 32 si ottiene, invece, con sfasamento di 0°. Anche nel caso di rapporti di frequenza non interi, per sfasamenti di 0° o di 180°, la figura è costituita in realtà da due traccie sovrapposte. Il passaggio dalla figura 31 alla figura 32, si ottiene anche

	SFASAMENTO 90°	SFASAMENTO 0°	SFASAMENTO 180°	SFASAM. INTERM.
RAPPORTO 1:1	1	2	3	4
RAPPORTO 2:1	5	6	7	8
RAPPORTO 3:1	9	10	11	12
RAPPORTO 4:1	13	14	15	16
RAPPORTO 5:1	17	18	19	20

21
22
23
24
25
26
27
28
29
30
31
32
33
34
35
36
37
38
39
40

questa volta per tappe successive, attraverso varie figure del tipo della 33.

Naturamente, anche qui — ed ora anzi a maggior ragione data le notevole complessità delle figure — è bene effettuare le misure di frequenza con segnali sfasati tra loro di 90°, se non si vuole correre il rischio di interpretare punti semplici per punti doppi, e viceversa.

Per concludere su quanto riguarda le misure di frequenza mediante figure di Lissajous a spire chiuse, vogliamo ricordare che i diversi angoli di fase tra il segnale da misurare ed il segnale campione si possono ottenere variando leggermente la frequenza del segnale campione. Inoltre, può spesso capitare che la figura ottenuta sia in lenta rotazione (ciò significa che l'angolo di fase varia con continuità da 0° a 360°); in tal caso, la misura diviene più semplice e sicura, poichè, nel contare i punti di tangenza con l'asse verticale e con quello orizzontale, non si incorre nel pericolo di non notare eventuali punti doppi. Ciò perchè, quando l'angolo di fase passa attraverso i valori critici 0° e 180°, esso vi si ferma per un solo istante, e subito dopo le figure assumono l'aspetto normale, in cui i punti di contatto con gli assi possono venire tutti contati come punti semplici.

Se, contrariamente a quanto considerato fino ad ora, si applica il segnale a frequenza nota al canale verticale, e quello di cui si vuole misurare la frequenza al canale orizzontale, tutti i ragionamenti relativi al rapportro tra le due frequenze (del canale verticale e del canale orizzontale) rimangono, naturalmente, inalterati. L'unica a cambiare è la formula che dà la frequenza, poichè, essendo invertiti i due tipi di segnale agli ingressi, essa assume la forma:

$$f = \frac{F \times N_v}{N_o}$$

La scelta dell'uno o dell'altro metodo è, in genere, indifferente. Se si considera però, che le bande passanti dei due canali di un oscillografo sono di solito differenti (il canale verticale arriva ad una frequenza superiore) si comprende che, quando la frequenza del segnale da misurare è all'infuori della banda del canale orizzontale, non si può che applicare tale segnale al canale verticale, ed una frequenza nota, sua sottomultipla, al canale orizzontale.

Figure di Lissajous a spire aperte

Tali figure si ottengono, come già detto, quando ad uno dei canali dell'oscillografo viene applicata una tensione a dente di sega. Di solito tale tensione viene applicata all'ingresso del canale orizzontale, ed è spesso costituita dallo stesso segnale interno per la base dei tempi.

Il fatto che la figura sia aperta, deriva dal tratto verticale della tensione a dente di sega. Anzi, se tale tratto non è perfettamente verticale si ha, come sappiamo, una debole «traccia di ritorno» che chiude la figura congiungendo l'estremo di sinistra con lo estremo di destra, e si ritorna quindi al caso delle figure a spire chiuse.

Il metodo delle figure di Lissajous a spire aperte può venire anch'esso usato, sebbene con minore precisione, per la misura della frequenza incognita di un segnale. L'unico aspetto vantaggioso di tale metodo consiste nel fatto che, se l'oscillografo è ben tarato, non occorre alcun generatore esterno a frequenza nota, essendo sufficiente il generatore interno a denti di sega. Inoltre, questo metodo può essere usato efficacemente con segnali di natura anche molto complessa, specialmente nel caso in cui il rapporto di frequenza sia un numero intero.

Supponiamo di voler misurare la frequenza di un segnale sinusoidale; se lo applichiamo all'ingresso verticale di un oscillografo, si ottengono figure del tipo di quelle rappresentate dalla 34 alla 40. Le figure 34, 35 e 37 indicano i rapporti di frequenza (tra il segnale da misurare e quello interno) pari a numeri interi, e precisamente, nell'ordine, 4, 2 ed 1. Le altre figure indicano invece i rapporto frazionari; un rapporto 3 : 2 è indicato dalla figura 36, mentre le figure 38, 39 e 40 indicano rapporti 1 : 2 1 : 3 ed 1 : 4.

Come si può oservare, misurando la frequenza col metodo delle figure di Lissajous aperte, non si verifica più il fenomeno secondo il quale due figure che esprimono rapporti di frequenza reciproci, si ottengono semplicemente l'una dall'altra ruotandole di 90°. Ruotando di 90° la figura 35, che indica un rapporto 2 : 1, non si ottiene la figura 38, che indica il rapporto 1 : 2.

Anche in questo caso è possibile calcolare il rapporto di frequenza in base al numero dei punti di contatto con gli assi o, come vedremo in alcuni casi, al numero di segmenti in cui la figura viene spezzata. A questo proposito, suddividiamo i possibili rapporti di frequenza in tre categorie:

a) rapporti espressi da numeri interi (1, 2, 3, ecc.);

b) rapporti espressi da frazioni complesse (3 : 2, 4 : 7 e simili);

c) rapporti espressi da reciproci di numeri interi (1 : 2, 1 : 3, ecc.).

Nel caso **a** il rapporto è espresso dal numero dei cicli rappresentati; ad esempio, nel caso della figura 34, esso è 4. Si può anche dire che detto rapporto coincide con il rapporto tra il numero dei punti di contatto con l'asse orizzontale ed il numero dei punti di contatto con l'asse verticale. Infatti, il numero dei punti di contatto con l'asse verticale è pari al numero dei cicli, mentre con l'asse orizzontale si ha un solo punto di contatto.

Nel caso **b**, il rapporto di frequenza coincide ancora col rapporto tra i numeri dei punti di contatto, perchè, nel caso dell'asse orizzontale, i due punti in cui la curva si interrompe vengono considerati come un solo punto; per quanto riguarda l'asse verticale, invece, essi devono venire contati regolarmente. Ad esempio, considerando la figura 36, si ottiene — in base a quanto esposto — un rapporto 3 : 2.

Nel caso **c**, basta contare il numero di segmenti in cui la figura è spezzata. Il rapporto di frequenza è, in questo caso, indicato dal reciproco di tale numero. Ad esempio, la figura 39 è costituita da tre segmenti, e quindi il rapporto di frequenza è 1 : 3.

per RILEGARE

le lezioni del "Corso di RADIOTECNICA" potete disporre di apposite, razionali copertine - imitazione pelle - con diciture in oro.

Le copertine vengono fornite con tutto il necessario atto a formare un vero e proprio volume: non si tratta quindi di semplici raccoglitori, ma di un sistema, brevettato, che consente a chiunque di rilegare, da se, i diversi fascicoli.

Ogni copertina prevede la raccolta di 26 fascicoli (metà Corso).

COPERTINA per **VOLUME I°**	Lire 880
Spese postali e imballo	» 195
Totale	» **1.075**
COPERTINA per **VOLUME II°**	(come sopra)
Le DUE COPERTINE assieme	L. **2.100**

POTETE EVITARE QUALSIASI ALTRA SPESA PER FORMARE I VOSTRI VOLUMI

L'INVIO VIENE EFFETTUATO A MEZZO POSTA E LE RICHIESTE — ACCOMPAGNATE DALL'IMPORTO — DEVONO ESSERE INDIRIZZATE DIRETTAMENTE AL **« CORSO DI RADIOTECNICA » - VIA DEI PELLEGRINI 8/4 - MILANO.**

L'IMPORTO PUO' ESSERE VERSATO SUL CONTO CORRENTE POSTALE N. 3/41203, MILANO. — SI PREGA DI SCRIVERE IN MODO MOLTO CHIARO IL PROPRIO INDIRIZZO.

DATO IL PARTICOLARE SISTEMA, I FASCICOLI **POSSONO ESSERE RILEGATI OGNI SETTIMANA.**

ALLA FINE DEL **« CORSO »** E' PREVISTA LA PUBBLICAZIONE DI UNA « ERRATA CORRIGE » E DI INDICI MOLTO UTILI E PRATICI PER LA RICERCA DEI VARI ARGOMENTI.

Anche se possedete già dei fascicoli del « Corso di RADIOTECNICA »
VI POTETE ABBONARE

Calcolando un importo di lire 120 (centoventi) per ogni fascicolo in vostro possesso, detraete l'ammontare dalla quota di abbonamento. **Inviando la differenza** precisate i singoli numeri dei fascicoli esclusi.
Se vi interessano invece fascicoli arretrati affrettatevi a richiederli prima che qualche numero risulti esaurito. Attualmente possiamo spedire i fascicoli finora pubblicati, **a lire 150 cadauno** in luogo di lire 300 (prezzo normale degli arretrati).

Versamenti sul conto corrente postale N. 3/41.203 - Milano.

corso di RADIOTECNICA

pubblicazione settimanale - 27 maggio - 3 giugno 1961 - un fascicolo lire 150 35° numero

corso di RADIOTECNICA

settimanale a carattere culturale

Direzione, Amministrazione, Pubblicità:
Via dei Pellegrini 8/4 - Telef. 593.478

MILANO

Ogni fascicolo — contenente 3 lezioni — costa lire 150, acquistato alle edicole.

Se l'edicola risulta sprovvista, o si teme di rimanere privi di qualche numero, si chieda invio settimanale direttamente al proprio domicilio a mezzo abbonamento.

Il versamento per ricevere i 52 fascicoli costituenti l'intero Corso è di lire 6500 + I.G.E. = lire 6630. A mezzo vaglia postale, assegno bancario, o versamento sul conto corr. postale 3/41.203 del « Corso di RADIOTECNICA » - Via dei Pellegrini 8-4 - Milano. In ogni caso, scrivere in modo molto chiaro e completo il proprio indirizzo.

L'abbonamento può essere effettuato in qualsiasi momento; si intende comprensivo delle lezioni pubblicate e dà diritto a ricevere tali lezioni, che saranno inviate con unica spedizione.

Estero: abbonamento al Corso, Lit. 8.500. ($ 15). Numeri singoli Lit. 300 ($ 0,50).

Per i cambi di indirizzo durante lo svolgimento del Corso, unire lire 100, citando sempre il vecchio indirizzo.

Fascicoli singoli arretrati — se disponibili — possono essere ordinati a lire 300 cadauno.

Non si spedisce contrassegno.

Distribuzione alle edicole di tutta Italia: Diffus. Milanese . Via Soperga, 57 - Milano.

Direttore responsabile: Giulio Borgogno.

Autorizzaz. N. 5357 - Tribunale di Milano.

Stampa: Intergrafica S.r.l. - Cologno Monzese.

La Direzione non rivende materiale radio; essa può comunicare, se richiesta, indirizzi di Fabbricanti, Importatori, Grossisti ecc. in grado di fornire il necessario ed ai quali il lettore può rivolgersi direttamente.

Alla corrispondenza con richiesta di informazioni ecc. si prega allegare sempre il **francobollo per la risposta.**

Parte del testo e delle illustrazioni è dovuta alla collaborazione del Bureau of Naval Personnel, nonchè al Dept. of the Army and the Air Force - U.S.A.

A chi può essere utile questo Corso? Anzitutto — stante la sua impostazione — il Corso, basato sull'esposizione in forma a tutti accessibile, della radiotecnica, dai suoi elementi basilari alla evoluzione più recente, rappresenta la forma ideale per tutti coloro che intendono dedicarsi all'elettronica, sia come forma ricreativa sia — soprattutto — per l'acquisizione di una professione specializzata che possa procurare loro una posizione di privilegio in seno alla società odierna.

Anno per anno, la nostra civiltà si indirizza sempre più verso questa meravigliosa, si potrebbe dire fascinosa, elettronica, che nel modo più evidente consente sviluppi impensati, progressi grandiosi e una rapida evoluzione di tutti gli altri rami dello scibile che essa tocca e influenza.

L'industria, tutta l'industria, nel senso più ampio, da quella elettrotecnica a quella meccanica, alla metallurgica, alla chimica ecc., con i suoi laboratori di ricerca e le sue fabbriche richiede, e richiederà sempre più, con un ritmo rapidamente crescente, tecnici specializzati con conoscenza dell'elettronica, tecnici specificatamente elettronici e persino operai e impiegati di ogni ordine e categoria con cognizioni di elettronica.

Si può dire che anche le branche commerciali, quelle dei trasporti e persino quelle amministrative con le recenti introduzioni delle calcolatrici, abbisognano di personale che conosca i principi dell'elettronica, le macchine relative, il loro pieno sfruttamento, la eventuale riparazione ecc. e, quanto più in modo completo, quanto meglio.

Nasce, da una tale situazione, una logica conseguenza: per la scelta di una professione o di un mestiere, per un miglioramento della propria posizione sociale, per l'intrapresa di una libera attività o anche per la sola acquisizione di cognizioni che indubbiamente verranno oltremodo utili, è quanto mai opportuno riflettere se non sia conveniente dedicare un po' di tempo allo studio di questa scienza che ha tra l'altro il pregio di rendersi immediatamente attraente, concreta, accessibile e foriera di moltissime soddisfazioni.

A questo scopo appunto, e con questi intenti, è stato redatto questo Corso.

Non mancano invero altri corsi (specie per corrispondenza) o scuole di radiotecnica, nè mancano (sebbene siano in numero del tutto inadeguato) scuole statali o pareggiate ma la struttura e l'impostazione che caratterizzano queste 156 lezioni sono alquanto particolari, presentando non pochi vantaggi sulle diverse altre forme di cui si è detto.

Anzitutto vogliamo porre in evidenza **il fattore economico.**

Frequentare regolarmente, durante tutto l'anno, una scuola è certo il modo più logico — anche se non il più rapido — per apprendere ma, tralasciando il fatto che rarissimi sono gli Istituti di radiotecnica, è a tutti possibile dedicarsi esclusivamente, e per l'intero anno, allo studio? Noi riteniamo che chi può farlo costituisca oggi assai più l'eccezione che la regola. Ciò significa infatti poter disporre liberamente del proprio tempo senza avere la necessità di un contemporaneo guadagno: il nostro Corso permette a chiunque di studiare a casa propria, nelle ore libere dal lavoro, senza abbandonare o trascurare quest'ultimo. Ciò caratterizza invero anche altri corsi, ma il vantaggio economico diviene notevole ed evidentissimo se si considera che di fronte all'esborso, anche se rateale, di quasi 80.000 lire che i corsi per corrispondenza richiedono, seguendo il nostro Corso la spesa in un anno risulta di poco più di 7500 lire (150 lire alla settimana presso un'edicola) o di 6630 lire totali, con recapito postale, settimanale, delle lezioni a domicilio.

E' superfluo dire che la Modulazione di Frequenza, i transistori, i circuiti stampati, la trasmissione, il telecomando ecc. sono argomenti integrali del Corso e non costituiscono motivo di corsi speciali, aggiunti o particolari.

Le lezioni di questo Corso — a differenza di molte altre — non sono stampate con sistemi di dispensa, a ciclostile, o con sistemi più o meno analoghi, derivanti cioè da un originale battuto a macchina da scrivere; esse sono stampate in uno stabilimento grafico, con chiari caratteri tipografici da cui deriva una assai più agevole lettura e — fattore certamente di non secondaria importanza — un contenuto molto più ampio, corrispondendo una pagina a stampa a tre o quattro pagine di quelle citate. Il lettore avrà, alla fine del Corso, un volume di ben 1248 pagine di grande formato!

Chiunque, indipendentemente dall'età, dalla professione e dalle scuole compiute **può seguire il Corso.** Alle esposizioni teoriche si abbinano numerose, attraenti, istruttive ed utili descrizioni che consentono la realizzazione di ricevitori, amplificatori, strumenti vari e persino di trasmittenti su onde corte.

A questo proposito è sintomatico il fatto che la Direzione non vuole assolutamente assumere la fisionomia di un fornitore o commerciante di materiale radio, rivendendo agli allievi le parti necessarie. Il materiale occorrente l'interessato può acquistarlo dove e come meglio crede e, assai spesso anzi, già ne dispone. Viene così evitato l'acquisto forzoso, caratteristico più o meno di tutti gli altri corsi.

Anche chi è già radiotecnico, anche chi ha seguito o segue altri corsi troverà il massimo tornaconto in questo completo ed aggiornato lavoro. Molte nozioni, è logico, saranno note, altre un po' meno e sarà utile rinfrescarle, e il tutto infine costituirà un manuale di consultazione, prezioso tanto per la teoria esposta quanto per i numerosi schemi, per le tabelle, per i grafici, gli elenchi, i dati, il vocabolario dei termini ecc.

Concludendo, si può affermare che questo **Corso di Radiotecnica** oltre che come insegnamento graduale si presenta come **enciclopedia e rivista assieme** ciò che permette di formare — con modestissima spesa — **il più completo, ricco, utile e pratico volume di radiotecnica di cui sia dato oggigiorno disporre.**

MISURE OSCILLOGRAFICHE sui GENERATORI

Uno dei settori della radiotecnica nei quali l'oscillografo trova le sue più importanti e vaste applicazioni, è lo studio delle forme d'onda e degli appositi generatori che tali forme d'onda producono. Sia per quanto riguarda i generatori di segnali ad Alta Frequenza, a forme d'onda generalmente sinusoidali, sia per i generatori di segnali ad audiofrequenza — le cui forme d'onda possono essere oltre che sinusoidali, rettangolari o anche di tipo più complesso — l'oscillografo permette una serie di misure e di verifiche che consentono di determinare rapidamente la qualità e la precisione del segnale. Con l'oscillografo è, inoltre, facilitata la messa a punto del generatore, la sua riparazione in caso di guasto, nonchè lo studio del funzionamento del circuito ad eventuale scopo didattico.

In questa lezione prenderemo in considerazione i diversi tipi di misure che si possono eseguire con l'oscillografo sui generatori: di alcune di esse già abbiamo detto, mentre per altre, appena accennate in precedenza, diamo illustrazione sufficientemente esauriente per gli scopi del Corso. Esamineremo, inoltre, alcuni particolari tipi di circuiti oscillanti, ed intraprenderemo il loro studio in base agli oscillogrammi che si possono ottenere all'uscita, in funzione dei componenti.

Le principali misure che è possibile effettuare con l'oscillografo sui generatori di segnali sono le seguenti:

a) misure di tipo generale (di tensioni, di correnti, ecc.);
b) osservazione delle forme d'onda presenti in vari punti del circuito;
c) misure di frequenza;
d) misura della tensione del segnale in uscita;
e) misure di modulazione;
f) misure di fase.

Già abbiamo detto parecchio, alle lezioni precedenti, riguardo a tutti questi tipi di misure; si tratta ora di approfondire, in alcuni casi, le diverse tecniche, particolarmente dal punto di vista della loro possibile applicazione allo studio degli apparecchi stessi che producono il segnale esaminato, vale a dire dei generatori.

Misure generiche — Sono, queste, le misure meno significative, poichè è possibile effettuarle — in genere — anche con gli strumenti più semplici, specialmente nel caso di tensioni e correnti. Assumono invece una certa importanza le misure delle capacità e delle impedenze, poichè i piccoli laboratori di radiotecnica sono spesso sprovvisti di strumenti speciali adatti a misurare tali grandezze.

Per misure di capacità e di impedenze si usa la disposizione di **figura 1**. Il generatore può essere di tipo qualunque, purchè ad uscita sinusoidale, e la resistenza *R* è bene possa essere variata entro ampi limiti. La tensione ai capi dell'elemento incognito (che va connesso tra *A* e *B*) viene applicata all'ingresso verticale, e quella ai capi di *R* all'ingresso orizzontale. Se la reattanza dell'impedenza, o del condensatore, non presenta alcuna componente resistiva, i due segnali entrano nei canali orizzontale e verticale con uno sfasamento di 90°, e la figura che si ottiene sullo schermo è quindi — a parità di ampiezza dei segnali — una circonferenza. Se invece le due tensioni hanno valore diverso, si ottiene un'ellisse, il cui diametro verticale è proporzionale ad *R*. Poichè *R* è nota o comunque facilmente misurabile, dalle dimensioni dell'ellisse è possibile ricavare il valore della reattanza del condensatore o dell'impedenza; da questo, tenendo conto delle formule:

$$X_C = \frac{1}{2 \pi f C} \qquad X_L = 2 \pi f L$$

valide, la prima nel caso della capacità e la seconda nel caso dell'induttanza, si ottengono i valori di *C* e di *L*, **in funzione della reattanza** X.

$$C = \frac{1}{2 \pi f X_C} \qquad L = \frac{X_L}{2 \pi f}$$

Naturalmente, la frequenza deve essere nota con una certa precisione. Se ad esempio, nel misurare una induttanza, si introduce un valore di *R* pari a 25 kohm (le misure si potrebbero eseguire, in linea di principio, con qualunque valore di *R*, ma è comodo scegliere un valore tale che l'ellisse si approssimi alla forma circolare, onde consentire letture più comode) e se la frequenza del segnale è di 50 Hz (ottenuta direttamente della rete), si ha:

$$L = \frac{D_V \times 25.000}{D_O \times 2 \times 3{,}14 \times 50}$$

nella quale D_V è il diametro verticale, e D_O il diametro orizzontale dell'ellisse.

Supponiamo ora che la dimensione orizzontale dell'ellisse sia di 48 mm e quella verticale di 62 mm (**figura 2**). In tal caso, il valore dell'induttanza è di

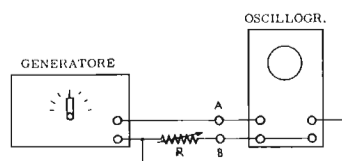



Fig. 1 - Disposizione degli strumenti di misura per effettuare misure di capacità o di induttanza (e quindi di reattanza o impedenza). La resistenza R deve essere variabile.

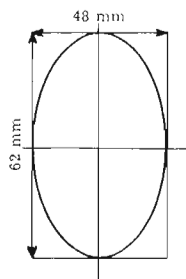



Fig. 2 - L'immagine ottenuta con la disposizione di fig. 1 è un'ellisse; il rapporto tra i diametri consente la valutazione.

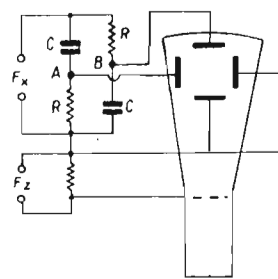



Fig. 3A - Collegamenti per effettuare misure di frequenza col «cerchio di sfasamento». Con segnali deboli si usano anche i due amplificatori.

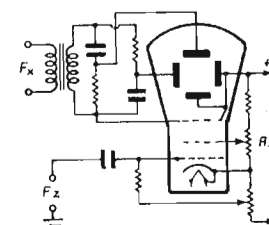



Fig. 3B - Sistema analogo a quello di figura 3A. L'asse Z è però ottenuto con un collegamento al secondo anodo del tubo.

103 henry, come è facile calcolare sostituendo nella formula il valore dei due diametri in millimetri. Naturalmente, mentre per induttanze o capacità elevate si può utilizzare il segnale a frequenza di rete, per piccole capacità occorre aumentare la frequenza, essendo la reattanza notevolmente elevata, e per piccole induttanze occorre anche aumentare la frequenza, ma questa volta perchè la reattanza è troppo bassa.

Se la reattanza ha anche una componente resistiva si ottiene uno sfasamento tra i due segnali e gli assi dell'ellisse risultano, come sappiamo, ruotati di un certo angolo. Con questo metodo si può quindi determinare anche *la qualità* di un'induttanza, poichè le migliori sono quelle che presentano una minore componente resistiva, ossia quelle che determinano una ellisse i cui assi coincidono con quello verticale e quello orizzontale.

Osservazione della forma d'onda — Particolare importanza riveste l'osservazione della forma d'onda del segnale *all'uscita*, poichè in tal modo si determina la qualità del segnale stesso, ossia la maggiore o minore distorsione rispetto all'andamento ideale, cioè quello desiderato, e questo tanto nel caso che la forma sia sinusoidale quanto di tipo più particolare. Per poter eseguire questo tipo di osservazioni occorre che la banda passante del canale verticale dell'oscillografo sia molto estesa. Specialmente nel caso in cui si voglia studiare un generatore di segnali A.F., occorre che l'estremo alto della banda passante sia non solo pari, ma possibilmente superiore di parecchie volte alla frequenza del segnale che si vuole esaminare. Più avanti, quando tratteremo dello studio dei generatori a radiofrequenza, ne vedremo la ragione.

Naturalmente, oltre al segnale in uscita, è spesso interessante — sia dal punto di vista teorico, che nel caso in cui si debbano eseguire riparazioni — osservare le forme d'onda presenti anche in altri punti del circuito, particolarmente agli elettrodi delle varie valvole. Specialmente quando si abbia a che fare con generatori di tipo speciale, quali quelli da noi descritti alla lezione 91ª, è oltremodo utile l'analisi dettagliata delle varie forma d'onda presenti in tutti i punti del circuito. Ciò, non solo per meglio comprendere il principio di funzionamento del circuito stesso, ma anche perchè — in effetti — da un medesimo tipo di generatore si possono ricavare, all'occorrenza, diversi tipi di segnali. Infatti, come abbiamo visto alla lezione 93ª, i segnali che sono presenti agli elettrodi delle valvole sono diversi tra loro. Ad esempio, i circuiti multivibratori, il cui segnale d'uscita è generalmente un impulso rettangolare o quadrato, possono essere usati anche come generatori di tensioni a dente di sega, ciò che avviene per la generazione dell'asse dei tempi.

Misure di frequenza — Allorchè il rapporto tra la frequenza incognita e la frequenza campione è un numero elevato, o comunque una frazione non semplice, si trova molta difficoltà nell'interpretazione delle figure di Lissajous, difficoltà che aumenta ulteriormente se si considera che le figure sono quasi sempre in lenta rotazione, e risulta quindi pressochè impossibile contare i punti di tangenza con gli assi o il numero di segmenti in cui si spezza la figura. In questi casi si preferisce il metodo del «cerchio di sfasamento», che peraltro si può eseguire solo con gli oscillografi provvisti di una presa connessa alla griglia controllo o al secondo anodo.

La disposizione degli strumenti per questo metodo è indicata alla **figura 3**: in **A** si suppone che l'oscillografo abbia una presa sul secondo anodo, ed in **B** sulla griglia controllo. Prendiamo, dapprima, in considerazione la disposizione A. La frequenza di riferimento, proveniente dal generatore (od anche, se è sufficiente, una frequenza di rete di 50 Hz), viene applicata ad un circuito di sfasamento, in modo che il segnale si ritrovi presente ai punti A e B sfasato di 90°.

Il circuito di sfasamento è costituito dalle due coppie di resistenze R e di condensatori C. Le resistenze R devono essere variabili perchè, per poter ottenere uno sfasamento di 90°, si deve avere:

$$R = \frac{1}{2 \pi fC}$$

Se, ad esempio, si vuole operare alla frequenza di riferimento di 50 Hz, tratta dalla rete, ed il valore dei condensatori è di 0,1 μF, il valore di R è:

$$R = \frac{1}{2 \times 3{,}14 \times 50 \times 0{,}1 \times 10^{-6}} = 31.000 \text{ ohm}$$

Sulla apposita presa, collegata internamente al secondo anodo, si deve applicare il segnale a frequenza

Fig. 4 - Esempio di immagine a cerchio di sfasamento. Il rapporto indicato è pari a 6.

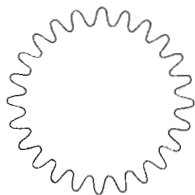



Fig. 5 - In questo caso il rapporto tra le due frequenze ammonta invece a 24 (si hanno 24 anse).

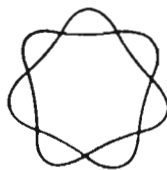



Fig. 6 - Esempio di immagine data da un rapporto frazionario. Il rapporto è pari a 7 : 2 = 3,5.

Fig. 7 - Cerchio di sfasamento con modulazione di intensità. Il rapporto 6 è indicato dai tratti più scuri.

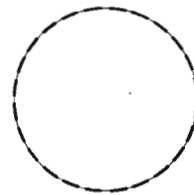



Fig. 8 - Anche in questo caso (rapporto 24), si nota il diverso spessore della circonferenza.

incognita, in modo che la sua tensione si sommi a quella già presente, rendendola pulsante con una frequenza pari a quella del segnale incognito.

Ora, come sappiamo, una variazione della tensione sul secondo anodo provoca una variazione nella sensibilità del tubo, ad essa corrispondente. Vediamo quindi quale figura si ottiene applicando il segnale di riferimento ai due ingressi normali e quello incognito al secondo anodo. Applicando solo il primo segnale si ottiene, poichè lo sfasamento può venire regolato sui 90° esatti, un'ellisse con gli assi paralleli a quello orizzontale ed a quello verticale; regolando opportunamente i comandi di guadagno dei due canali, la figura diviene un cerchio. Se, a questo punto, iniettiamo anche il segnale incognito mediante la presa citata, poichè ad ogni variazione di tensione di questo corrisponde una variazione di sensibilità (aumento o diminuzione del diametro istantaneo del cerchio), si ottiene in definitiva una figura del tipo riportato alla **figura 4**. Naturalmente, una figura di tal genere si ottiene solo dopo aver regolato la frequenza del segnale campione, in modo da renderla un sottomultiplo esatto della frequenza incognita. Tale operazione deve essere abbinata ad un ritocco delle resistenze variabili R, onde conservare lo sfasamento esatto.

Se, come nel caso della figura 4, la traccia, nel percorrere un'intera circonferenza, effettua 6 ondulazioni complete, ciò significa che il rapporto tra la frequenza incognita e quella nota è 6. Se, quindi, la frequenza nota è quella della rete, di 50 Hz, la frequenza che si è applicata al secondo anodo risulta essere di 300 Hz. Poichè le ondulazioni vengono contate lungo tutta una circonferenza, e non sul lato di un rettangolo come nel caso delle figure di Lissajous, si possono ottenere letture molto accurate anche con rapporti di frequenza elevati, come ad esempio si vede alla **figura 5**.

Nel caso non si tratti di rapporti esprimibili con numeri interi, si ottiene ciò che è illustrato alla **figura 6**. In questo caso la traccia è doppia, e per conoscere il rapporto di frequenza occorre dividere per due il numero delle ondulazioni, che diviene quindi 7:2. Se la traccia è tripla si divide il numero delle ondulazioni per tre, e così via.

Per poter effettuare misure di questo tipo, occorre che il tubo dell'oscillografo sia del tipo simmetrico, ossia con le placchette di deflessione del tutto indipendenti dal secondo anodo acceleratore. Nel caso di tubi asimmetrici, spesso impiegati negli oscillografi attuali, si hanno dei collegamenti interni tra il secondo anodo e le placchette di deflessione, per cui le variazioni di tensione sul primo si ripercuotono sulle placchette, rendendo impossibile la misura ora descritta.

Poichè questo metodo è basato sulle variazioni di tensione del secondo anodo, ottenute applicando il segnale a frequenza incognita su detto elettrodo, si ha un cerchio di sfasamento con *modulazione di ampiezza* del raggio, derivante dalla modulazione di sensibilità del tubo. Se, invece, il segnale viene applicato alla griglia di controllo (figura 3-B), che come è noto determina l'intensità della traccia, si ottiene un cerchio *modulato di intensità*, come si può vedere alla **figura 7**. Questa misura mediante « modulazione di intensità » della traccia, è spesso prevista negli oscillografi di tipo moderno, poichè consente l'impiego di tubi asimmetrici, e non perturba i controlli di fuoco e di astigmatismo che, essendo in genere applicati sugli anodi acceleratori, vengono influenzati dalla tensione del segnale, se questo viene applicato al secondo anodo.

Dal conteggio dei tratti di tale cerchio si perviene istantaneamente al rapporto di frequenza. Alla **figura 8** è indicato un esempio di rapporto già alquanto elevato, 24:1, ma è possibile, come si vede dalla figura stessa, misurare rapporti ancora più alti.

Come sappiamo, la traccia può venire deviata in due direzioni fondamentali, dette asse orizzontale, o asse « x » e asse verticale, od asse « y ». A questi due tipi di « modulazione » si aggiunge ora la modulazione di intensità. Per questa ragione si dice che gli oscillografi provvisti di presa sulla griglia controllo possono venire modulati su tre assi (assi « x », asse « y » ed asse « z »). L'asse « z » in questo caso non è costituita da una vera e propria direzione geometrica, ma dalla scala delle diverse possibili luminosità della traccia.

La modulazione dell'asse « z » è preziosa particolarmente per le misure delle frequenze del segnale d'uscita di un generatore A.F., perchè permette misure anche molto al di fuori della banda passante dei canali di amplificazione. Il segnale incognito viene, infatti, applicato direttamente alla griglia, tramite un condensatore di disaccoppiamento per la componente continua, senza passare attraverso nessuno dei due canali. In questo caso, quindi, il limite superiore della gamma

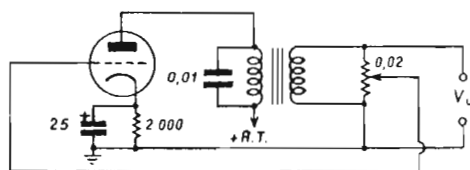



Fig. 9 - Esempio di circuito oscillatore a Bassa Frequenza, nel quale la reazione viene ottenuta mediante accoppiamento induttivo, e regolata mediante un potenziometro.

Fig. 10 - In A, segnale risultante con reazione eccessiva: in B, invece, la tensione di reazione è molto inferiore.

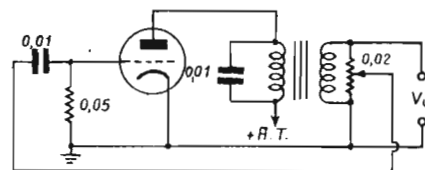



Fig. 11 - Circuito oscillatore a Bassa Frequenza analogo a quello precedente. In questo caso, però, la polarizzazione di griglia è automatica, e non è dovuta alla resistenza connessa in serie al catodo, come in figura 9.

di frequenze che si possono misurare viene determinato, più che altro, dal segnale del generatore.

Misura di tensione del segnale di uscita — Per effettuare misure precise di tensione, occorre prima tarare opportunamente l'oscillografo, operazione che in alcuni casi si effettua facilmente mediante un segnale interno a tensione rigorosamente esatta, mentre in generale richiede l'uso di un **generatore di tensioni calibrate,** del tipo che descriveremo alla lezione 104ª.

Occorre poi considerare la banda passante del canale verticale dello strumento. Se, infatti, si misura la tensione di segnali a frequenza superiore all'estremo alto della banda passante, l'amplificatore verticale introduce una attenuazione, e la tensione calcolata risulta in tal modo minore di quella effettivamente presente all'uscita del generatore. Può darsi che, in molti casi, la frequenza del generatore a dente di sega interno all'oscillografo non sia tale da consentire una osservazione separata di alcuni cicli del segnale in uscita. Ciò non pregiudica in alcun modo la misura, perchè la figura che in tal caso si ottiene è un rettangolo, la cui altezza ci indica con esattezza la tensione picco a picco del segnale.

Alla stessa lezione abbiamo altresì preso in considerazione un metodo per la misura dell'angolo di fase esistente tra due segnali sinusoidali della stessa frequenza. Un altro metodo, applicabile al caso di segnali di forma qualunque, verrà considerato in seguito, quando descriveremo, tra gli accessori dell'oscillografo, il **commutatore elettronico**.

Le misure di fase sono particolarmente utili per dimostrare che i circuiti oscillatori necessitano di un segnale di « reazione », applicato all'ingresso, in fase col circuito di uscita. Inoltre, negli oscillatori a « spostamento di fase » è possibile verificare visualmente i singoli sfasamenti introdotti dai componenti la rete *RC*.

STUDIO sui GENERATORI

Stante il particolareggiato esame dei problemi sin qui effettuato, possiamo intraprendere, con cognizione di causa, lo studio dei circuiti oscillatori mediante l'oscillografo. Quanto diremo è da ritenersi valido sia nei riferimenti dei generatori ad audiofrequenza, che di quelli a radiofrequenza, poichè, in effetti, i due tipi hanno lo stesso scopo: fornire un segnale a frequenza determinata, che presenti una data forma d'onda — più comunemente quella sinusoidale — con una bassa percentuale di distorsione. Ci occuperemo maggiormente dei generatori di Bassa Frequenza perchè:

a) non tutti posseggono un oscillografo, la cui banda passante si estenda fino alla gamma delle radioquenze. Le audiofrequenze, per contro, possono venire osservate e misurate con accuratezza mediante qualunque tipo di oscillografo;

b) è proprio nel campo dei generatori di Bassa Frequenza che si hanno le maggiori esigenze in fatto di purezza del segnale, o comunque di bassa distorsione. Ciò, perchè tali tipi di oscillatori vengono usati per fornire segnali campione durante la messa a punto di amplificatori di Bassa Frequenza; onde evitare di poter confondere la distorsione introdotta dall'amplificatore con quella già presente nel segnale fornito dal generatore campione, logicamente, è indispensabile che quest'ultima sia estremamente bassa, in modo tale cioè, da poter essere trascurata.

Esame di un circuito oscillatore — Come sappiamo, affinchè un circuito generi oscillazioni, è, sufficiente, in un normale stadio di amplificazione, rinviare una parte della tensione di uscita, *con la stessa fase*, al circuito di entrata (reazione positiva). Se il segnale viene invece riportato all'ingresso in *fase opposta*, si ha la cosiddetta « reazione negativa » o « controreazione » il cui effetto è, al contrario, di ridurre la tendenza del circuito ad oscillare.

Vogliamo ora renderci conto otticamente del processo secondo il quale hanno origine le oscillazioni e dei fenomeni ora citati di reazione positiva e negativa. A questo scopo prendiamo in considerazione il circuito rappresentato alla **figura 9**. Il triodo impiegato è del tipo 6J5, montato come amplificatore con uscita a trasformatore. L'avvolgimento di placca è accordato mediante un condensatore di valore adeguato, su di una qualunque frequenza udibile. Il secondario è smorzato a mezzo di un potenziometro da 20.000 ohm, disposto in parallelo, dal cursore del quale si diparte la tensione che si rimanda all'ingresso.

Se si collega l'uscita di questo oscillatore all'entrata verticale dell'oscillografo — disponendo i comandi di quest'ultimo come di consueto nel caso in cui

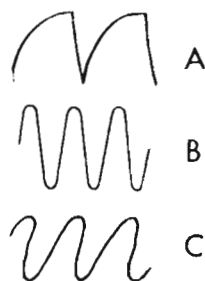



Fig. 12 - Forme d'onda in relazione alla quantità del segnale di reazione. La forma B è evidentemente regolare.

Fig. 13 - Segnale ottenuto col circuito di figura 11, ma con resistenza di griglia di valore molto alto. Ogni impulso è di due cicli, e si smorza nel punto A, per riprendere dopo un certo intervallo.

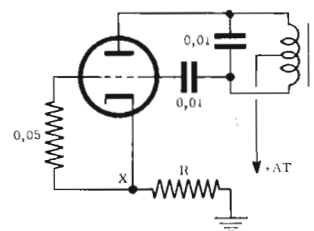



Fig. 14 - Esempio di circuito oscillatore a Bassa Frequenza, con accoppiamento diretto tra i circuiti di entrata e di uscita. La resistenza tra catodo e griglia agisce da circuito di controreazione.

si voglia osservare la forma d'onda di un segnale — si può notare che l'andamento della tensione dipende notevolmente dalla posizione del potenziometro. Quando, infatti, il cursore è del tutto in alto, (reazione positiva massima), si ottiene una forma d'onda del tipo di quella indicata dalla **figura 10-A**. Il segnale ha un andamento che si avvicina molto a quello di un'onda rettangolare. La ragione di ciò sta nel fatto che, allorchè il segnale rinviato sulla griglia ha un'ampiezza superiore al necessario per stabilire l'oscillazione, il punto di funzionamento della valvola supera, durante i picchi, la parte rettilinea della caratteristica, e la valvola entra in saturazione. Nella forma d'onda ora citata, i tratti pressochè verticali rappresentano ciò che rimane della forma sinusoidale; essendo il segnale retrocesso all'entrata molto ampio, le sinusoidi che si otterrebbero in uscita — posto che la valvola non entrasse in saturazione — avrebbero una tensione da picco a picco eccezionalmente alta. Viceversa, intervenendo il fenomeno suddetto, l'aumento della tensione cessa di colpo e le semialternanze risultano quindi « tagliate » dal tratto orizzontale.

Diminuendo gradualmente la tensione del segnale rinviato all'ingresso, l'andamento del segnale d'uscita diviene sempre più simile a quello sinusoidale fino a che, ad un punto limite, quando il segnale retrocesso non è più sufficiente a stabilire le oscillazioni, queste cessano bruscamente. Questo fenomeno prende il nome di « disinnesco ». Se ora ridiamo un poco di reazione, in modo appena sufficiente a stabilire l'entrata in oscillazione, si ottiene una forma d'onda del tipo rappresentato alla figura 10-**B**.

Come si può notare, essa si avvicina all'andamento sinusoidale, e ciò sia perchè quando la tensione retrocessa è scarsa la valvola lavora nel suo tratto rettilineo, sia perchè le armoniche superiori vengono attenuate, tanto maggiormente quanto più alto è il loro ordine, dal circuito accordato di placca, lasciando passare senza attenuazione solo la prima armonica, che, da sola, costituisce, un segnale puro.

Abbiamo quindi stabilito un fenomeno fondamentale, caratteristico non solo del circuito di figura 9, ma di tutti gli oscillatori in reazione: se la percentuale del segnale retrocesso è bassa, si ottiene una forma d'onda poco distorta, ma si corre il rischio che l'oscillatore disinneschi, mentre se la reazione è troppo alta, le oscillazioni sono assicurate, ma la forma d'onda d'uscita risulta notevolmente distorta.

Polarizzazione di griglia

Il segnale che si ottiene mediante il circuito di figura 9 non è, nel migliore dei casi (figura 10-B) perfettamente sinusoidale. Infatti, come si può notare, esso presenta sempre nel suo andamento, una certa somiglianza al tipo a dente di sega.

Nel circuito anzidetto, la polarizzazione di griglia viene ottenuta mediante una resistenza da 2.000 ohm inserita nella connessione di catodo. Cerchiamo ora di eliminare gli inconvenienti di tale circuito, modificando il sistema per ottenere la polarizzazione di griglia. Il nuovo circuito che prendiamo in esame è rappresentato alla **figura 11**. Il valore più classico per la resistenza di griglia è di 50 kohm, e per il condensatore di accoppiamento è di 10.000 pF, allo scopo di non opporre una reattanza elevata al segnale B. F.

Esaminiamo il principio di funzionamento di tale circuito, detto a « polarizzazione automatica di griglia ». In assenza di oscillazioni, la griglia è allo stesso potenziale del catodo, e la massima sensibilità della valvola che ne consegue determina un rapido inizio delle oscillazioni che, attraverso il condensatore da 10.000 pF, si trasmettono dal circuito di uscita alla griglia, in fase col segnale già presente. Durante le semialternanze positive, la griglia si comporta come la placca di un triodo, e cortocircuita le stesse verso massa. Le semialternanze negative, invece, non potendo passare attraverso la valvola, fluiscono attraverso la resistenza di griglia, determinando, ai capi della resistenza, una differenza di potenziale con polarità negativa dalla parte della griglia: questa tensione negativa viene usata come polarizzazione.

L'effetto di « polarizzazione automatica » ora citato offre, tra l'altro, il vantaggio di regolare automaticamente la sensibilità della valvola. Infatti, più l'oscillazione presente all'uscita è forte, più elevata è la tensione che essa determina ai capi della resistenza di griglia; e poichè tale elevata tensione è negativa, provvede a diminuire in proporzione la sensibilità della valvola. Quando invece la tensione d'uscita è bassa, tale è anche quella di polarizzazione, e quindi la sensibilità aumenta. Riassumendo, si ottiene co-

Fig. 15A - Forma d'onda del segnale ottenuto col circuito di figura 14, dando alla resistenza R un valore di 2.500 ohm. Come si nota, l'andamento è abbastanza regolare

Fig. 15B - Se il valore di R viene ridotto a zero, ossia in assenza completa di controreazione, il segnale prodotto risulta notevolmente distorto.

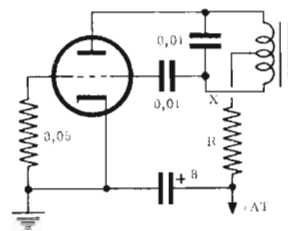



Fig. 16 - In questo caso la resistenza di controreazione, R, viene inserita nel circuito di placca invece che nel circuito di griglia.

me effetto, una bassa amplificazione dei segnali forti ed un'elevata amplificazione dei segnali deboli.

Come facilmente intuibile, il fenomeno ora enunciato determina una maggiore stabilità e regolarità nelle oscillazioni del circuito, rispetto a quelle ottenute con circuito a polarizzazione catodica. Infatti, con questo montaggio, si può constatare che la regolazione della reazione è più dolce, e la tensione d'uscita è, quando la reazione è ben regolata, molto prossima all'andamento sinusoidale. Alla **figura 12** sono rappresentati tre tipi di segnali d'uscita, così come sono stati ottenuti sullo schermo di un oscillografo. L'entrata verticale dello strumento deve essere collegata direttamente ai capi del secondario del trasformatore di uscita dell'oscillatore. In **A** vediamo il segnale che si ottiene con la reazione spinta al massimo, ossia col potenziometro tutto in alto. In **B**, invece, la reazione è regolata appena al di sopra della soglia di innesco, e si ottiene quindi un segnale ad andamento quasi perfettamente sinusoidale. La figura 12-**C** rappresenta il segnale relativo ad una regolazione intermedia.

Il valore della resistenza di griglia non è molto critico, pur dovendo essere mantenuto entro certi limiti. In generale, se esso è troppo basso, la tensione di polarizzazione risulta anch'essa troppo bassa, e quindi la sensibilità della valvola aumenta eccessivamente sovraccaricando il circuito oscillante, che produce quindi un segnale molto distorto. Inoltre, l'effetto di regolazione automatica di sensibilità diviene molto scarso, e quindi viene a mancare quella stabilità e regolarità di oscillazione caratteristica di questo tipo di circuito. Sostituendo, ad esempio, la resistenza da 50 kohm con una da 5 kohm, il segnale che si ottiene in uscita è assai simile a quello ottenuto col circuito a polarizzazione di catodo (figura 10).

Per contro, se il valore della resistenza è troppo elevato, la tensione di griglia è anch'essa molto alta e può giungere, in certi casi, a determinare un vero e proprio « blocco » della valvola. In tal caso le oscillazioni vengono a cessare, e quindi, dopo un certo periodo determinato dalla costante di tempo del circuito, le cariche di polarizzazione si scaricano a massa, determinando il reinnesco delle oscillazioni. Dopo qualche alternanza di oscillazione la valvola si blocca di nuovo ed il ciclo ricomincia. Come il lettore certamente ricorda, questo fenomeno avviene nel caso degli « oscillatori autobloccanti ». Se, tuttavia, in quel caso, esso viene determinato appositamente, per produrre impulsi aventi determinate caratteristiche, nel caso di un normale oscillatore usato per ottenere segnali sinusoidali, si tratta di un difetto molto grave.

Per poter vedere effettivamente sullo schermo di un oscillografo la forma del segnale che deriva da tale irregolarità di funzionamento, si può rimpiazzare la resistenza di griglia nel circuito di figura 11, con una di valore più elevato, ad esempio 2 Mohm. Il segnale che si ottiene allora è rappresentato alla **figura 13**. Si può notare che le oscillazioni durano solamente due cicli, dopo di che il circuito si blocca per un certo intervallo di tempo, determinato dal valore della resistenza e del condensatore di accoppiamento tra il circuito di uscita e quello d'entrata. Il ripetersi di questo processo è regolare, e possiamo quindi ben comprendere come questo circuito possa venire usato per la produzione di impulsi.

Ritornando al caso in cui il circuito funziona regolarmente, possiamo aggiungere che il valore corretto della resistenza di griglia dipende anche dalla frequenza di oscillazione. Infatti, nel caso si vogliano ottenere oscillazioni a frequenza bassa, il valore della resistenza può salire anche a 100.000 ohm ed oltre. Nel caso, invece, il generatore oscilli a frequenze molto elevate, si può scendere a 20 od anche a 10 kohm.

Controreazione

Vediamo ora come, introducendo una controreazione, il circuito oscillatore possa venire ulteriormente migliorato. In entrambi i circuiti precedenti, sia quello della figura 9 che quello della figura 11, la reazione può esere variata mediante il cursore del potenziometro disposto in parallelo al secondario del trasformatore. In questo modo tale circuito risulta fortemente smorzato dalla resistenza in parallelo, e quindi non lo si può considerare un circuito accordato.

Un sistema migliore per prelevare la tensione di reazione, sarebbe quello di poter disporre di una presa variabile sul secondario, ma ciò risulta evidentemente di difficile realizzazione pratica. Si ricorre allora al circuito di **figura 14**, nel quale si ha un accoppiamento diretto tra il circuito di uscita ed il circuito di entrata. In questo modo la reazione risulta fissa, e

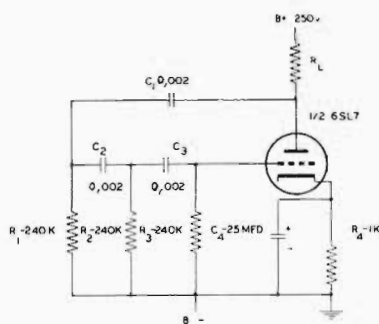



Fig. 17 - Esempio di circuito oscillatore a Bassa Frequenza, del tipo detto a «spostamento di fase».

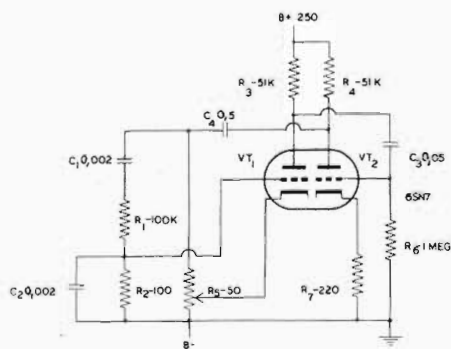



Fig. 18 - Oscillatore di Bassa Frequenza, del tipo - già noto - detto a «ponte di Wien». La frequenza è determinata dai valori di R1, C1, R2 e C2.

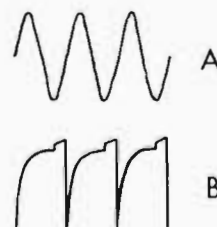



Fig. 19 - Segnali ottenuti col circuito di figura 18. In A essi sono sinusoidali, in B molto distorti.

prossima al valore massimo. E' però presente, nel circuito di catodo, una controreazione, ottenuta mediante una resistenza comune al catodo ed alla griglia. Il valore di tale resistenza viene scelto opportunamente, in modo da regolare la sensibilità della valvola di poco al di sopra della soglia di innesco delle oscillazioni. Eventualmente tale resistenza può essere variabile, con valore da 0 a 5.000 ohm.

Non si confonda la resistenza di controreazione con la resistenza di polarizzazione presente nel circuito di catodo dello schema di figura 9. Là, infatti, la resistenza da 2.000 ohm risulta inserita nel solo circuito di catodo, e non in quello di griglia, e quindi determina una tensione di polarizzazione positiva sul catodo, ossia negativa sulla griglia. Qui invece la resistenza è comune al catodo ed alla griglia, e non determina quindi alcuna differenza di potenziale tra tali elettrodi. La tensione di polarizzazione è, invece, ottenuta, come nel caso della figura 11, automaticamente, a mezzo della resistenza di griglia da 50 kohm, che agisce in conseguenza del segnale proveniente dalla uscita tramite il condensatore da 10.000 pF.

La **figura 15** rappresenta due forme d'onda ottenute col circuito di cui si è ora detto. Il segnale rappresentato in **A**, avente un andamento pressochè sinusoidale, è stato ottenuto con un valore *R* pari a 2.500 ohm, mentre quello rappresentato in **B** corrisponde alla completa esclusione della resistenza ($R = 0$), ossia alla totale mancanza di controreazione. Dalla differenza tra questi due segnali si può comprendere quale sia l'efficacia della controreazione.

Nei casi in cui non si possa introdurre la resistenza nel circuito di catodo-griglia, perchè ragioni di progettazione esigono la connessione del catodo a massa, si può introdurre una controreazione nel circuito placca-griglia, secondo lo schema di **figura 16**. Come si vede, la resistenza è stata questa volta introdotta in serie all'alimentazione anodica, e determina una retrocessione di parte del segnale presente sulla placca nel circuito di griglia, ma in opposizione di fase. Il valore della resistenza *R* non è molto dissimile da quello usato nel circuito precedente, sul catodo.

Ponendo l'oscillografo all'uscita del circuito, ad esempio ai capi del carico anodico induttivo, si possono anche questa volta osservare segnali del tipo di quelli della figura 15, dipendenti dal valore di *R*.

Oscillatori RC — Tra questi tipi di oscillatori, che non necessitano di un'induttanza per il loro funzionamento, già conosciamo il tipo a «spostamento di fase» ed il tipo a «ponte di Wien». Circa l'oscillatore a spostamento di fase, sul principio di funzionamento del quale non ci soffermiamo ulteriormente, si possono effettuare, con l'oscillografo, due misure interessanti. Consideriamo il circuito di **figura 17**: con i valori ivi elencati per le resistenze ed i condensatori, si ottiene un segnale della frequenza di circa 84 Hz. Supponiamo ora di variare contemporaneamente le resistenze R_1, R_2 ed R_3 ed i condensatori C_2 e C_3, pur mantenendoli eguali tra loro. Se misuriamo, con un oscillografo e con un generatore a frequenza nota, la frequenza del segnale che si ottiene in uscita (alla placca della valvola), troviamo che essa segue la formula:

$$f = \frac{1}{2 \pi \sqrt{6}\, RC}$$

naturalmente, con una certa tolleranza, dovuta alla imprecisione dei condensatori e delle resistenze.

Si può inoltre verificare che, per un corretto funzionamento del circuito, la resistenza R_L non possa essere scelta ad arbitrio, ma debba essere compresa entro certi limiti determinati dai valori delle resistenze e dei condensatori della rete di sfasamento. Ad esempio, nel caso dei valori del circuito di figura 17, si trova che R_L deve essere di circa 70 kohm. Introducendo resistenze di 20 kohm oppure da 250 kohm, si può verificare che il circuito non oscilli più. La forma d'onda che si osserva, applicando all'entrata verticale dello oscillografo il segnale presente tra la placca ed il catodo, non è mai perfettamente sinusoidale. La sua qualità può comunque essere variata, attraverso opportune variazioni della resistenza R_L.

Con i valori da noi scelti come esempio, il circuito ora descritto è in grado di fornire una tensione d'uscita di circa 50 volt picco a picco. Anche questa misura può essere effettuata con l'oscillografo. Si può, inoltre, verificare come, allontanando il valore di R_L dalla zona attorno ai 70 kohm, l'ampiezza del segnale diminuisce, fino a sparire completamente oltre certi limiti (soglia di disinnesco delle oscillazioni).

Un esempio di circuito a ponte di Wien è rappresentato alla **figura 18**. In questo caso, la frequenza di

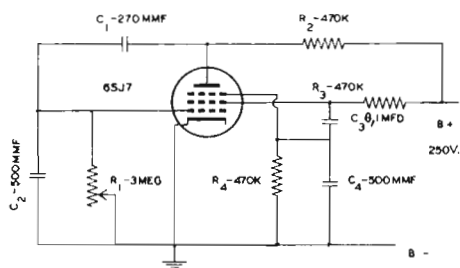



Fig. 20 Circuito oscillatore a Bassa Frequenza, nel quale la frequenza del segnale prodotto può essere variata variando il valore di R1.

Fig. 21 A - Forma d'onda del segnale ottenuto alla frequenza di 50 Hz.

Fig. 21 B - Portando la frequenza a 5.000 Hz, la forma d'onda migliora.

Fig. 21 C - Aumentandola ancora a 15 kHz, si ottengono segnali quasi sinusoidali.

oscillazione è determinata principalmente dai valori dei componenti le reti $R_1 - C_1$ ed $R_2 - C_2$. Il potenziometro R_5, che costituisce l'altro ramo del ponte, ha lo scopo di variare sia la forma d'onda del segnale d'uscita che la frequenza di oscillazione.

Esaminiamo all'oscillografo la forma d'onda del segnale d'uscita. Essa, come abbiamo detto, dipende dalla posizione del potenziometro R_5. Supponendo che sia $R_1 = R_2$ e $C_1 = C_2$, si trova che, in corrispondenza della posizione di R_5 che dà la migliore forma per il segnale di uscita, la frequenza di oscillazione del circuito può venire determinata mediante l'espressione:

$$f = \frac{1}{2 \pi RC}$$

ove R è il valore di R_1 e di R_2 e C è il valore di C_1 e C_2. Il segnale ottenuto è simile a quello della **figura 19-A**. Nel caso dei valori indicati alla figura 18, la frequenza di oscillazione è, in tale posizione, di circa 325 Hz. Effettuando la misura della tensione di uscita si trova che essa è di circa 7 volt picco a picco.

Supponiamo ora di variare la posizione di R_5, fino ad ottenere una frequenza di uscita di valore molto diverso, ad esempio 90 Hz. In tal caso si trova che la tensione di uscita è aumentata considerevolmente, e può anche superare i 100 volt di picco. La qualità del segnale è invece assai peggiorata, ottenendosi in questo caso l'oscillogramma della figura 19-**B**, che è assai distorto rispetto alla forma d'onda sinusoidale.

Riassumendo, possiamo concludere che sia i valori di R e C, sia quello di R_5 influiscono sulla frequenza e sulla qualità del segnale. Se però consideriamo solo segnali sinusoidali, la frequenza corrispondente è determinata dai soli valori di R e C, in base alla formula sopra citata. Viceversa, se consideriamo solo i segnali di una data frequenza, la loro qualità è determinata solo dalla posizione del potenziometro R_5.

Un tipo di generatore di oscillazioni del tipo RC, che finora non abbiamo mai preso in considerazione, è il « transitron ». Il suo principio di funzionamento è basato sulla resistenza negativa di un amplificatore a tetrodo, che consente di mantenere le oscillazioni. In effetti, per ottenere un circuito oscillante, è sufficiente che la resistenza « positiva » che incontra il segnale passando attraverso una valvola, sia controbilanciata da una resistenza « negativa », di valore almeno pari. Tale resistenza negativa si ottiene in generale reiniettando parte del segnale presente all'uscita nel circuito di ingresso (reazione positiva) sia a mezzo di circuiti accoppiati, sia direttamente o con condensatori.

Nel caso del circuito riportato alla **figura 20**, variando la resistenza R_1, si ottiene una frequenza d'uscita che copre la banda da 18 a 14.000 Hz. Si tenga però presente che, con tale circuito, la frequenza non dipende essenzialmente dal valore di alcuni componenti, bensì da quello di tutte le resistenze e dei condensatori, come pure dal tipo della valvola.

Il circuito « transitron », benchè molto semplice e pratico, presenta un grave inconveniente: la forma d'onda del segnale di uscita è, in genere, molto distorta rispetto all'andamento sinusoidale. In ogni caso, essa tende a migliorare al salire della frequenza di oscillazione. Nel caso dei valori indicati alla figura 20, se si misura la frequenza e, contemporaneamente, si osserva la forma d'onda, si ottengono gli oscillogrammi rappresentati alla **figura 21**. In **A** è indicato il segnale ottenuto alla frequenza di 50 Hz, in **B** a 5.000 Hz ed in **C** a 15 kHz.

Oscillatori di Alta Frequenza — Le misure oscillografiche che si possono eseguire su tali generatori non differiscono da quelle sopra descritte. L'unica difficoltà consiste nella necessità di un oscillografo avente una banda passante molto ampia, onde consentire il passaggio indistorto del segnale che si vuole esaminare. Inoltre, la frequenza del generatore interno a dente di sega deve giungere a valori abbastanza elevati, se si vuole esaminare accuratamente la forma d'onda.

Supponiamo di voler misurare la tensione d'uscita e la forma d'onda di un segnale avente la frequenza di circa 1 MHz. E' necessario che:

1) La frequenza del generatore interno deve arrivare almeno a 150 - 200 kHz, onde consentire un esame accurato di alcuni cicli separati del segnale;

2) La banda passante del canale verticale deve estendersi fino ad almeno 5 MHz. Sembrerebbe che possa bastare una banda fino ad 1 MHz, ma occorre tenere presente che in tal modo le armoniche superiori del segnale vengono tagliate, e quindi esso può apparire sinusoidale anche se il suo andamento è, in realtà, molto distorto.

ACCESSORI PER L'OSCILLOGRAFO e RELATIVE APPLICAZIONI

Così come molti altri strumenti di laboratorio, anche l'oscillografo a raggi catodici può essere corredato di apparecchiature accessorie che, in genere non molto complesse, ampliano, tuttavia, notevolmente le possibilità di applicazione. In questa lezione analizzeremo i più importanti di tali apparecchi accessori, e daremo al lettore la possibilità di costruirli affinchè gli sia possibile completare o eventualmente arricchire l'attrezzatura di cui intende munirsi.

Uno degli accessori tra i più utili è il commutatore elettronico, la cui disponibilità consente spesso di ottenere da un oscillografo di caratteristiche comuni le medesime prestazioni ottenibili invece con uno strumento di classe e di costo notevolmente più elevato.

COSTRUZIONE di un commutatore elettronico

Come abbiamo avuto occasione di dire sommariamente, durante lo studio dell'oscillografo, sono stati realizzati strumenti di questo tipo permettenti l'osservazione contemporanea di due segnali distinti. In sostanza, un'apparecchiatura del genere nasce dall'abbinamento di due oscillografi, i cui amplificatori orizzontali e verticali fanno capo ad un unico tubo a raggi catodici caratterizzato da un doppio cannone elettronico. I due raggi vengono convogliati sul medesimo schermo con un certo angolo di convergenza. In tal modo, le due tracce si sviluppano contemporaneamente ed indipendentemente, consentendo l'esame — ad esempio — del segnale di ingresso e di quello di uscita di un amplificatore, ovvero le fasi e le modifiche subite dal segnale attraverso un amplificatore, senza peraltro dover frequentemente collegare l'ingresso dell'amplificatore verticale all'uno e all'altro punto nel quale interessa compiere l'indagine.

Il commutatore elettronico permette di ottenere lo stesso risultato di cui si è detto sopra con un oscillografo a traccia semplice. I due segnali da osservare **contemporaneamente** vengono immessi ai due ingressi dell'accessorio, e ne escono alternativamente — ossia sostituendosi a vicenda — con una certa frequenza, detta *frequenza di commutazione*, per avviarsi all'entrata unica dell'oscillografo (entrata verticale).

Ovviamente, dal momento che la frequenza di commutazione è — di solito — piuttosto elevata, l'inerzia della retina dell'occhio dell'osservatore non permette di notare la successione delle due immagini: esse sembrano, pertanto, costantemente presenti sullo schermo, esattamente come avviene con gli oscillografi a doppia traccia.

Caratteristiche generali

Frequenze di commutazione	150, 500, 1.500 e 5.000 Hz circa
Responso alla frequenza del segnale	± 1 dB da 0 a 100 kHz
Impedenza d'ingresso	100 kohm
Impedenza d'uscita .	1.000 ohm, in parallelo a 1.000 pF
Ampiezza massima segnale uscita . .	25 volt di picco
Massimo guadagno .	5 volte
Massima ampiezza di ingresso per massima uscita	1,8 volt eff. (pari a 5 volt di picco)
Transitori di commutazione	2 volt di picco (*)
Valvole impiegate .	due 12AX7, tre 12AU7, una 6C4 ed una 6X4
Alimentazione	105-125 volt, 50 Hz, 30 W
Dimensioni	cm 24 x 16,5 x 12,6

(*) I transitori di commutazione, vale a dire quei segnali di picco spuri che si generano in seguito alla commutazione elettronica interna, possono sovraccaricare l'amplificatore ad alto guadagno dell'oscillografo;

Fig. 1 - Circuito elettrico del commutatore elettronico mod. S-3. Sono riportati i valori dei diversi componenti, oltre alla funzione dei controlli e dei morsetti disponibili. Si tratta - in pratica - di un circuito multivibratore (valvola generatrice 12AU7), il cui compito consiste nel fornire segnali che portano alternativamente alle condizioni di interdizione le due valvole commutatrici costituite dalle due sezioni del doppio triodo 12AU7 che segue gli stadi di ingresso. I due stadi ora citati dànno una certa amplificazione, ed agiscono all'unisono con i due stadi amplificatori di sincronismo (valvola 12AX7 a destra). Questi ultimi forniscono i segnali che possono essere collegati alla presa per il « sincronismo esterno » dell'oscillografo.
L'alimentazione è del tutto convenzionale. La frequenza di commutazione può essere variata, e può assumere quattro diversi valori. L'uscita è disponibile sulla resistenza di carico della valvola finale (6C4).

Fig. 2 - Schema a blocchi del circuito di figura 1, illustrante le diverse funzioni degli stadi e dei morsetti di collegamento.

è bene perciò che i segnali di ingresso da esaminare presentino già il valore di almeno 0,1 volt prima del collegamento al commutatore.

DESCRIZIONE del CIRCUITO

Il commutatore elettronico mod. S-3, che presentiamo, è disponibile in commercio nella ormai ben nota forma di scatola di montaggio. Il circuito elettrico, illustrato in **figura 1**, ci dimostra che l'apparecchio è relativamente semplice; appare subito evidente che le difficoltà di costruzione, specie per chi abbia già realizzato altre apparecchiature, non sono preoccupanti.

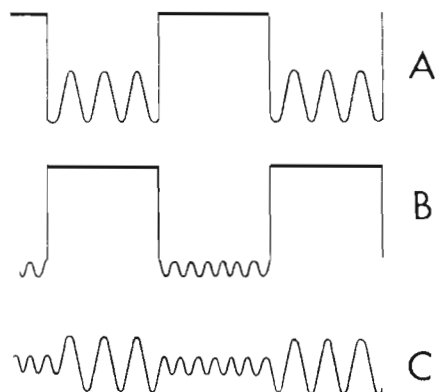



Fig. 3 - Esempio di immagini separate di due segnali diversi (A e B) e immagini contemporanee (C). In questo ultimo caso il comando di posizione è regolato in modo da avere un asse unico.

La commutazione dell'uno all'altro dei segnali di ingresso può avere luogo ad una qualsiasi delle frequenze disponibili sopracitate, frequenze determinate da quattro capacità (il cui valore ha ampi limiti di tolleranza).

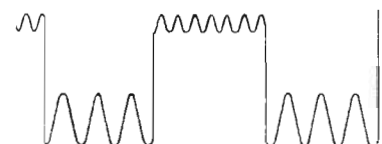



Fig. 4 - Rappresentazione di due segnali simultanei, ma spostati rispetto all'asse, per una comoda osservazione.

Di conseguenza, l'eventualità che tra dette frequenze esista un rapporto armonico è trascurabile. E' possibile così scegliere una frequenza di commutazione sufficientemente diversa da quella del segnale in esame, onde evitare che sullo schermo dell'oscillografo si osservino contemporaneamente sia il segnale commutato che gli impulsi di commutazione.

L'uscita dell'amplificatore di sincronismo può essere impiegata per fissare l'immagine sullo schermo dell'oscillografo, previo collegamento alla presa del « sincronismo esterno » di quest'ultimo.

L'uscita dello stadio ad accoppiamento catodico è invece connessa direttamente alla griglia della valvola di commutazione.

La **figura 2** illustra lo schema funzionale, suddiviso nelle diverse sezioni. Il segnale applicato all'ingresso *A*

Fig. 5 - Forma d'onda del segnale di commutazione, in assenza di segnali di ingresso.

può essere attenuato fino a raggiungere il livello opportuno, dopo di che viene convogliato sia ad un amplificatore di sincronismo, sia ad uno stadio ad accoppiamento catodico.

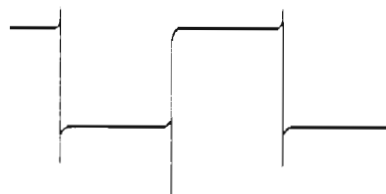



Fig. 6 - Rappresentazione grafica dei transitori che accompagnano il segnale di commutazione.

Il circuito di commutazione produce segnali ad onda quadra nei circuiti di placca del doppio triodo. Il segnale ad onda quadra presente su una delle due placche è accoppiato alla griglia di una delle due unità contenute nel doppio triodo pilota. Il catodo della stessa valvola, è, a sua volta, collegato direttamente al catodo della valvola di commutazione.

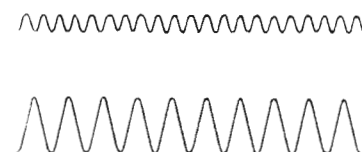



Fig. 7 - Immagine dei due segnali di ingresso ottenuta con frequenza di comutazione asincrona, ed effettuando il sincronismo sulle frequenze dei segnali di ingresso.

Il compito del segnale ad onda quadra consiste nel fare in modo che la valvola di commutazione passi alternativamente dalle condizioni di funzionamento a quelle di interdizione, vale a dire agisca esattamente come un commutatore.

Il segnale ad onda quadra presente sull'altra placca del circuito generatore esercita un'azione identica nei confronti dell'altra metà della valvola pilota e della valvola di commutazione, riferite entrambe al

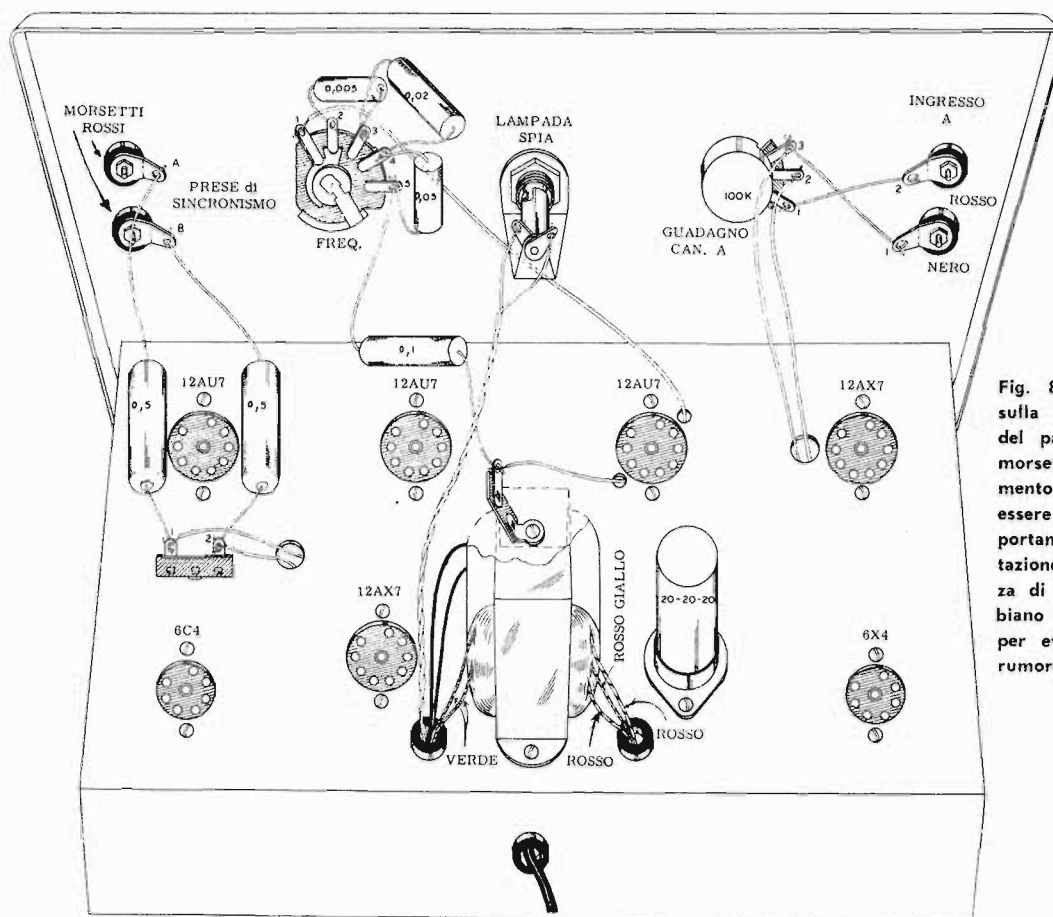



Fig. 8 - Disposizione dei componenti sulla parte superiore dello chassis e del pannello di comando. Si notino i morsetti ed i relativi colori. L'orientamento degli zoccoli portavalvola deve essere mantenuto come indicato. E' importante che il trasformatore di alimentazione, visibile in figura, e l'impedenza di filtro, montata inferiormente, abbiano i nuclei orientati tra loro a 90°, per evitare accoppiamenti che causano rumore di fondo.

secondo ingresso dell'apparecchio (contrassegnato *B* sullo schema di figura 1 e 2).

Quando lo stadio di commutazione *A* amplifica normalmente, l'altro stadio, *B*, si trova in interdizione e viceversa. Le placche di entrambi questi stadi sono collegate insieme, ed alimentate attraverso una resistenza di carico in comune: di conseguenza, i due segnali di ingresso si manifestano in uscita alternativa- ai capi della stessa resistenza di carico, nella forma illustrata alla **figura 3-A** e 3-**B**.

Se le valvole commutatrici funzionano con differenti tensioni di polarizzazione, le normali correnti anodiche rispettive variano, come pure le relative tensioni anodiche: in tal caso, i due segnali di uscita risulteranno reciprocamente spostati, come illustrato in **figura 4**.

Allorchè ciò si verifica — e negli istanti in cui entrambi i segnali di ingresso (*A* e *B*) hanno un'ampiezza pari a zero — il segnale d'uscita risultante, che si manifesta ai capi della resistenza di carico comune, è un'onda quadra, del tipo illustrato alla **figura 5**.

La commutazione da una valvola all'altra non avviene istantaneamente; ciò dà luogo alla presenza di segnali transitori, che si manifestano in ogni oscillazione sotto forma di alterazione della forma degli angoli, come è illustrato alla **figura 6**. L'ampiezza effettiva di queste alterazioni varia a seconda della valvola impiegata.

Se si adotta una frequenza di commutazione asincrona, e — per fissare l'immagine sullo schermo — si effettua il sincronismo sulla frequenza del segnale invece che su quella di commutazione, si ottiene una specie di mascheramento dei segnali di commutazione e dei relativi transitori; sullo schermo del tubo si osserverà pertanto la presenza dei soli segnali di ingresso *A* e *B*, come in **figura 7**.

Il controllo di posizione consente di variare la polarizzazione e — di conseguenza — lo spostamento delle due immagini. E' quindi possibile separare queste ultime completamente, come pure fare in modo che esse risultino perfettamente sovrapposte sullo schermo fluorescente.

I segnali presenti sulla placca della valvola di commutazione sono accoppiati poi, direttamente, alla griglia di una valvola funzionante con uscita catodica, ed è quest'ultima valvola quindi che fa capo — attraverso un condensatore di notevole capacità — al morsetto di uscita.

I terminali d'uscita sono « shuntati » da un condensatore che ha il compito di ridurre in parte i transitori di commutazione. Il responso dello strumento alle frequenze elevate è quindi ridotto dalla presenza di questo condensatore. Ovviamente, sopprimendolo, è possibile aumentare l'estensione della curva di responso, a scapito però della neutralizzazione dei segnali transitori. Viceversa, nelle applicazioni in cui si opera esclusivamente con segnali di frequenza bassa, è possibile aumentare il valore di tale condensatore riducendo così ulteriormente l'ampiezza di detti transitori, fino a renderli pressochè trascurabili. Si tenga comunque presente che, con valori maggiori di 0,01 μF, la neutralizzazione dei transitori non migliora in modo apprezzabile, mentre viene ridotta notevolmente la qualità dell'immagine per l'arrotondamento degli angoli dei segnali ad onda quadra.

Fig. 9 - Vista inferiore del telaio montato. E' visibile la maggior parte dei collegamenti, come pure la disposizione di vari componenti del circuito.

Il MONTAGGIO MECCANICO

Abbiamo già avuto frequenti occasioni di descrivere la realizzazione di strumenti di misura forniti come scatola di montaggio, per cui non ci dilungheremo sui consueti preliminari. Come nelle precedenti occasioni, le figure che completano la descrizione sono di per se stesse sufficienti per comprendere come sia possibile disporre le varie parti ed unirle tra loro elettricamente.

La **figura 8** illustra la parte superiore del telaio, e quella del pannello, vista posteriormente. A sinistra, sono visibili i due morsetti per l'uscita del segnale di sincronismo esterno, (canali *A* e *B*); proseguendo verso destra notiamo il selettore di frequenza (di commutazione), con i quattro condensatori nelle rispettive posizioni di montaggio, la lampada spia, il controllo di amplificazione del canale *A* (potenziometro da 100 kohm), ed i morsetti di ingresso del canale relativo. Si osservi che, mentre tra questi ultimi due morsetti, uno, e precisamente quello inferiore, di colore nero, deve essere connesso a massa, i due morsetti di sinistra, entrambi di colore rosso, sono invece entrambi isolati dal telaio (essi forniscono i segnali di sincronismo).

Sul piano orizzontale del telaio, visto dall'alto, notiamo i sette zoccoli portavalvole (che vediamo rovesciati in **figura 9**), il trasformatore di alimentazione, il cui nucleo è ad angolo retto rispetto a quello dell'impedenza di filtro sistemata inferiormente al piano del telaio, onde evitare l'accoppiamento del flusso alternato, l'elettrolitico tubolare doppio, ed infine, una basetta di ancoraggio a due posti, a sinistra, alla quale fanno capo i due condensatori connessi ai morsetti di uscita dei segnali di sincronismo.

Come si nota, il montaggio meccanico non offre alcuna difficoltà, le uniche precauzioni da adottare consistono nel rispettare la posizione dei diversi componenti, nello stringere adeguatamente le viti di fissaggio, e nel predisporre il telaio del montaggio su di un panno, onde evitare di graffiare il pannello di comando, prima di iniziare il cablaggio.

Anche la parte inferiore del telaio e del pannello è visibile in figura 9, unitamente ai primi collegamenti.

Il MONTAGGIO ELETTRICO

Anche per quanto riguarda il montaggio elettrico non sussistono difficoltà: lo schema che — ripetiamo — è relativamente semplice, è già una guida sufficiente per collocare al loro posto i diversi componenti: tuttavia, per facilitare al massimo il compito, e per evitare che chi realizza questo strumento effettui qualche collegamento facendogli seguire un percorso diverso da quello previsto, riportiamo — come di consueto — le illustrazioni relative alle principali fasi del montaggio.

Si inizierà con l'applicazione del cordone di rete, per poi proseguire con i collegamenti di massa, con quelli dei filamenti delle diverse valvole, ecc. A tale proposito, si osservi che le valvole ad accensione a 12 volt vengono invece accese con 6 volt, collegando in parallelo le due metà del filamento. Ciò è possibile per la presenza di un piedino corrispondente al centro del filamento.

Fig. 10 - Aggiunta degli ultimi componenti alla fase di montaggio di figura 9. Si noti il conduttore di massa, rigido, al quale fanno capo diverse resistenze.

Si proseguirà, poi, applicando i condensatori e le resistenze visibili nella figura citata, dopo di che si completerà il montaggio elettrico come illustrato in **figura 10**. Per maggior chiarezza, in questa figura è stato riportato in tratto più leggero il montaggio di figura 9, mentre con tratto più marcato sono stati messi in evidenza i componenti da aggiungere nell'ultima fase del montaggio. Come è facile osservare, un unico conduttore di massa, nudo, facente capo al morsetto di uscita corrispondente alla massa stessa, viene teso internamente al telaio dopo averlo opportunamente sagomato. Ad esso fanno capo tutte le resistenze che, sullo schema sono connesse a massa. Si noti anche il cavetto schermato (mediante una spirale metallica), teso tra la basetta di ancoraggio a due posti visibile a sinistra, ed i piedini *2* e *7* della 12AX7 che funge da amplificatrice di sincronismo.

Terminata l'applicazione di tutti i componenti e dei relativi collegamenti, non rimane che controllare accuratamente tutto il lavoro effettuato, seguendo sempre con la massima attenzione sia lo schema elettrico che i disegni raffiguranti le varie fasi del montaggio.

Sarà bene effettuare questo controllo con un ohmetro, mediante il quale è possibile accertarsi sia della continuità dei diversi collegamenti, sia del valore delle resistenze e dell'isolamento dei condensatori.

Il COLLAUDO

Come in tutti i montaggi, il primo controllo consiste nella verifica di eventuali corto circuiti ai capi del secondo condensatore elettrolitico di filtro. La resistenza misurata, dopo il lento ritorno dell'indice dell'ohmetro predisposto per la massima sensibilità, deve essere dell'ordine di 500 kohm.

Se tutto è in ordine, è opportuno togliere tutte le valvole dai rispettivi zoccoli; si innesti quindi la spina del cordone rete in una presa di corrente. Si rammenti a tale proposito che il trasformatore di alimentazione è adatto ad una tensione primaria di circa 105/125 volt, corrente alternata: di conseguenza, qualora il valore della tensione disponibile fosse maggiore, occorrerà interporre tra l'apparecchio e la presa di corrente un autotrasformatore o trasformatore di adattamento, della potenza di 30 watt circa.

Ciò fatto, dopo aver azionato l'interruttore di accensione, e dopo aver constatato che la lampada spia presente sul pannello si accende regolarmente, è bene verificare, col « tester » predisposto per la misura di tensioni alternate, che l'alta tensione fornita alle placche della valvola rettificatrice ammonti complessivamente a 420 volt (2 x 210), e che le diverse tensioni disponibili ai piedini corrispondenti ai filamenti delle diverse valvole ammontino tutte a circa 6,3 volt.

Constatato che tutto è in regola, non resta che rimettere a posto le valvole, e riaccendere l'apparecchio. A questo punto, col « tester » predisposto per la misura di tensioni continue, si verificheranno le tensioni presenti verso massa in corrispondenza dei piedini dei sette zoccoli portavalvola. Riportiamo la tabella apposita dove le tensioni sono elencate in ordine progressivo dei piedini, a fianco di ogni singola valvola. Si tenga presente che tali tensioni corrispondono — in realtà — alle misure effettuate con un voltmetro a valvola avente una resistenza di ingresso di 11 Mohm. Ovviamente, usando invece, un comune « tester » da 10 o 20 kohm/

VALVOLA	Pied. 1	Pied. 2	Pied. 3	Pied. 4	Pied. 5	Pied. 6	Pied. 7	Pied. 8	Pied. 9
6X4 RETTIFIC.	210C.A.	NC	6,3C.A.	0	NC	210C.A.	280		
12AX7 INGRESSO	250	0	2,5	6.3C. A.		250	0	2,5	0
12AU7 GENERATR.	230	NS	180	6,3C. A.		230	NS	180	0
12AU7 PILOTA	180	NS	14	6,3C. A.		180	NS	14	0
12AU7 COMMUTATR.	140	2,5	14	6,3C. A.		140	2,5	14	0
12AX7 AMPL. SINCR.	100	0	0	6,3 C. A.		100	0	0	0
6C4 FINALE	250	NC	6,3C.A.	0	250	140	140		

Tabella delle tensioni, rilevate con un voltmetro a valvola avente un'impedenza di ingresso di 11 Mohm. I valori elencati possono differire del 20% in più o in meno, sia per variazioni della tensione di rete, che per errore introdotto dallo strumento con cui si effettuano le letture.

volt, le letture risulteranno proporzionalmente inferiori. Riteniamo tuttavia che il lettore — a questo punto — abbia conseguito un'esperienza sufficiente per giudicare l'esattezza delle letture. In ogni caso, ferme restando le caratteristiche dello strumento adottato e in base alle quali è stata redatta la tabella, i valori elencati possono differire del 20% in più o in meno, sia a causa della tolleranza delle resistenze, sia a causa di eventuali discordanze con la tensione di rete.

Le sigle « NS » e « NC » presenti nella tabella significano — rispettivamente — « Non misurare » e « Nessuna connessione ».

Se tutte le tensioni sono in ordine, lo strumento può essere considerato pronto a funzionare. Non è necessaria alcuna messa a punto, in quanto non sono presenti nel circuito componenti da regolare, eccettuati i comandi esterni che vanno regolati durante l'uso dello strumento, di volta in volta, a seconda delle esigenze.

In CASO di DIFFICOLTA'

Qualora si riscontrassero delle discordanze di notevole entità tra le letture di tensione effettuate e quelle riportate nella tabella, tenendo conto della tolleranza dichiarata e dell'eventuale errore introdotto dal particolare tipo di strumento di misura adottato, sarà bene effettuare i seguenti controlli:

1) Controllare ancora una volta, e con la massima cura, l'esattezza dei collegamenti, seguendo il circuito sia sullo schema elettrico che sui disegni raffiguranti le diverse fasi del montaggio.

2) Osservare attraverso il bulbo di vetro che tutte le valvole si accendano regolarmente.

3) Controllare l'isolamento dei condensatori a carta, e — se possibile — verificarne la capacità mediante un capacimetro.

4) Verificare se ogni valvola è stata inserita nello zoccolo ad essa riservato.

Si rammenti — in ogni caso — che qualsiasi difetto non può essere imputato che ad un errore di collegamento, o a deterioramento di uno o più componenti. Verificare — se necessario — lo stato di funzionamento delle valvole mediante un provavalvole.

USO dell'APPARECCHIO

Come sappiamo, lo scopo di questo strumento è quello di consentire l'osservazione sullo schermo fluorescente di un oscillografo di due segnali diversi, contemporaneamente. Il sincronismo deve essere effettuato sulla frequenza di uno dei due segnali, e **non** sulla frequenza di commutazione. Se la frequenza dei due segnali non è la medesima, la frequenza del segnale orizzontale deve essere scelta in modo da avere un valore sottomultiplo di entrambi.

I due segnali devono essere connessi rispettivamente ai morsetti di ingresso *A* e *B*, presenti lungo il lato verticale sinistro del pannello frontale. La tensione di sincronismo, che deve essere iniettata nella presa di « sincronismo esterno » dell'oscillografo, dopo aver messo in tale posizione il relativo selettore orizzontale, può essere prelevata da uno dei morsetti *A* o *B* (rossi). In genere, si sceglie quello che consente il risultato migliore.

Ad esempio, se uno dei segnali (*A*) ha la frequenza di 200 Hz. e l'altro (*B*) ha la frequenza di 500 Hz, dando alla tensione del segnale orizzontale (a dente di sega) una frequenza di 100 Hz, si osserveranno sullo schermo due cicli completi del segnale *A*, e cinque del segnale *B*.

E' possibile, con l'aiuto di questo strumento, osservare contemporaneamente due segnali transitori interdipendenti. Agendo poi sul controllo di posizione, è possibile spostare o sovrapporre le due immagini, a seconda delle esigenze, per un confronto più comodo ed immediato.

Le diciture presenti sul pannello di comando hanno il seguente significato: « A INPUT » = ingresso A; « B INPUT » = ingresso B; « A GAIN » = Amplificazione canale A; « B GAIN » = Amplificazione canale B; « RATE » = Frequenza di commutazione; « SYNC. OUT » = Uscita di segnali di sincronismo; « OUTPUT » = Uscita; « POSITION » = Controllo di posizione; « POWER » « ON - OFF » = Alimentazione, acceso, spento.

ESEMPI di IMPIEGO

Come abbiamo già accennato, la funzione essenziale del commutatore elettronico consiste nell'alternare, in

uscita, due segnali presenti ai suoi due ingressi, consentendo così una rappresentazione, sullo schermo dell'oscillografo, di due forme d'onda contemporaneamente.

Ciò è particolarmente utile per misure di confronto. Le misure di frequenza, di cui abbiamo descritto diverse tecniche, possono essere effettuate molto facilmente col commutatore elettronico. Basta collegare il segnale a frequenza incognita ad una delle due entrate del commutatore, ad esempio all'entrata *A*; all'entrata *B* si applica invece l'uscita di un generatore di segnali a frequenza nota, variabile con continuità. Quest'ultima frequenza si sceglie anche come frequenza di sincronismo, e la si applica quindi all'apposita presa di « sincronismo esterno » dell'oscillografo (**figura 11**).

A questo punto, regolando in modo opportuno la frequenza del generatore, si può far in modo di ottenere sullo schermo un numero intero di cicli del segnale incognito, ed un altro numero intero di cicli (in genere minore) del segnale noto. Come è ovvio, il rapporto tra questi due numeri ci dà direttamente il rapporto tra le due frequenze. Se, ad esempio, si ottengono 9 cicli del segnale incognito e 3 cicli del segnale noto, la frequenza del primo è pari a 9 : 3 ossia a 3 volte quella dell'altro.

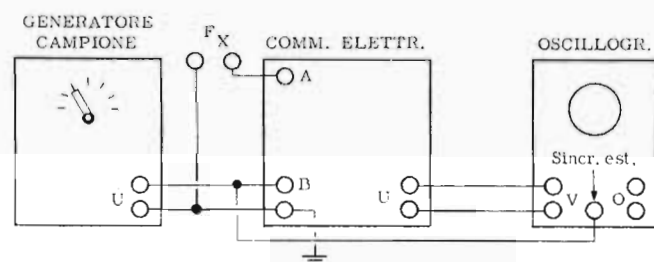



Fig. 11 - Disposizione del generatore, del commutatore elettronico e dell'oscillografo, per misure di frequenza. Come si nota, la frequenza del segnale erogato dal generatore campione viene usata anche come frequenza di sincronismo.

Un altro tipo di misurazione oscillografica, nel quale si considerano contemporaneamente due segnali, è la misura di sfasamento. Già abbiamo visto come sia possibile, applicando due segnali alle due entrate dello oscillografo, determinare l'angolo di fase in base alla figura che si ottiene. Il metodo però, è applicabile solo al caso in cui i due segnali siano sinusoidali, o comunque non molto distorti. Il metodo che ora descriveremo, basato sull'osservazione contemporanea dei due segnali mediante un commutatore elettronico, consente il confronto della fase di segnali a forma d'onda comunque complessa, ed anche differente tra uno e l'altro.

I due segnali vengono separati agli ingressi *A* e *B* come nel caso precedente, e — come prima — si preleva un segnale di sincronismo (questa volta è indifferente sia l'uno o l'altro, avendo entrambi la stessa frequenza), da applicarsi all'ingresso di « sincronismo esterno ». Il regolatore di posizione va posto in modo che le due forme d'onda risultino con i picchi su di una medesima linea orizzontale. Consideriamo ora la distanza che intercorre, lungo tale linea orizzontale, tra un picco del segnale *A* ed il primo picco che si incontra del segnale *B* (**figura 12**). Il rapporto tra tale distanza e la distanza tra due picchi successivi di uno stesso

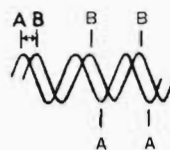



Fig. 12 - Misura dello sfasamento tra due segnali, con l'aiuto del commutatore elettronico. Lo sfasamento è ricavato dal rapporto tra la distanza tra due picchi del medesimo segnale (ad esempio A-A) e quella misurata tra due picchi successivi di entrambi (A-B).

segnale, moltiplicato per lo sfasamento massimo (360°) ci dà lo sfasamento tra i due segnali, espresso in gradi. Se, ad esempio, la distanza tra il picco del segnale *A* e quello, immediatamente successivo, del segnale *B*, è di 5 mm, mentre la distanza tra due picchi successivi del segnale *A* (o del segnale *B*) è di 30 mm, il rapporto tra le distanze è di 5 : 30 ossia 1/6; moltiplicando per 360° tale rapporto, otteniamo lo sfasamento tra i due segnali, che nel caso citato risulta essere pari a 360° : 6, ovvero 60°.

Naturalmente, questo metodo — anche se più semplice e più suscettibile di applicazioni pratiche di quello descritto in precedenza — è meno preciso, poichè nelle misure delle distanze si commettono sempre inevitabili errori, che compromettono l'esattezza del risultato finale. L'approssimazione che si ottiene è comunque sufficiente ai normali scopi pratici.

Un'altra circostanza in cui si rende molto utile il commutatore elettronico, si incontra nella messa a punto degli amplificatori. Come sappiamo, questa operazione ha come scopo principale quello di eliminare qualsiasi forma di distorsione, ossia di ottenere un segnale di uscita avente la stessa forma di quello di entrata. Si comprende quindi come possa risultare di grande utilità l'osservazione contemporanea, sullo schermo dell'oscillografo, sia del segnale applicato all'ingresso dell'amplificatore che di quello che si ottiene in uscita. In tal modo l'osservazione di qualunque tipo di distorsione è immediata, senza dover ricorrere a due esami separati delle due forme d'onda.

Col commutatore elettronico, e con un generatore di tensioni calibrate, che descriveremo alla prossima lezione, è inoltre possibile effettuare misure di tensione anche molto precise. Basta applicare ai due appositi ingressi del commutatore la tensione nota di riferimento, proveniente dal generatore di tensioni calibrate, o da qualunque altro dispositivo di cui si conosca la tensione di uscita con precisione. Compariranno sullo schermo due segnali che, agendo sul comando di posizione e sui due controlli di amplificazione (*A* e *B*), potranno essere portati a coincidere. In tali condizioni si ha la certezza che entrambi i canali del commutatore apportano, ai segnali che giungono ai rispettivi ingressi, la stessa amplificazione. Ora, lasciando il segnale di tensione nota ad uno dei due ingressi, ed applicando invece all'altro la tensione incognita, si ottiene nuovamente sullo schermo l'immagine dei due segnali. Dal confronto delle due ampiezze si ricava facilmente la tensione incognita. Supponiamo infatti che il segnale di riferimento abbia, sullo schermo, un'altezza di 20 mm, e quello incognito un'altezza di 5 mm. E' chiaro che quest'ultimo segnale avrà una tensione pari ad ¼ di quella del segnale noto. Se, ad esempio, la tensione di quest'ultimo è di 400 mV, la tensione incognita è certamente pari a 100 millivolt.

DOMANDE sulle LEZIONI 103ª e 104ª

N. 1 —
Quali misure, oltre all'osservazione di una forma d'onda, è possibile compiere con un oscillografo a raggi catodici ?

N. 2 —
Quali possono essere le immagini che si ottengono sullo schermo fluorescente, nella misura di capacità o di induttanza ?

N. 3 —
Oltre al metodo basato sull'impiego delle figure di Lissajous, ne esistono altri adatti ad effettuare misure di frequenza mediante l'oscillografo ?

N. 4 —
In quali casi è preferibile il metodo detto a « cerchio di sfasamento » ?

N. 5 —
Quale è la condizione indispensabile affinchè sia possibile effettuare misure di tensione o di corrente con l'oscillografo ?

N. 6 —
In quale modo è possibile, in un circuito oscillatore a Bassa Frequenza, variare la forma d'onda del segnale prodotto ?

N. 7 —
Cosa accade in un circuito oscillatore se la tensione di reazione applicata alla griglia è eccessiva ?

N. 8 —
Cosa accade se invece la tensione di reazione è troppo debole ?

N. 9 —
Quale è il principale vantaggio derivante dall'uso dell'oscillografo nella messa a punto di generatori di Bassa Frequenza ?

N. 10 —
Quali dati è possibile ricavare con l'oscillografo sui circuiti oscillatori a spostamento di fase ?

N. 11 —
A cosa serve un commutatore elettronico ? Come funziona ?

N. 12 —
Osservando lo schema del commutatore elettronico descritto alla lezione 104ª, spiegare come funziona il controllo di posizione costituito da un potenziometro da 600 ohm posto tra i catodi della valvola pilota.

N. 13 —
Per quale motivo il sincronismo per fermare sullo schermo del tubo l'immagine fornita dal commutatore elettronico deve essere effettuato sulla frequenza del segnale e non su quella di commutazione ?

N. 14 —
In qual modo viene variata la frequenza di commutazione del commutatore elettronico S-3 ?

N. 15 —
Per quale motivo la capacità di uscita del medesimo strumento, applicata al catodo della valvola finale, è di valore così elevato ?

RISPOSTE alle DOMANDE di Pag. 809

N. 1 — Sulla parete posteriore, nelle immediate vicinanze dello zoccolo del tubo, onde consentire collegamenti della minima lunghezza.

N. 2 — Regolazione del fuoco, dell'intensità e del centraggio, dell'ampiezza verticale e orizzontale, e quindi, della frequenza della tensione a dente di sega, e del sincronismo.

N. 3 — La distorsione approssimativa, l'ampiezza (conoscendo la sensibilità dello strumento), e la frequenza (se si conosce quella della tensione a dente di sega).

N. 4 — Allorchè si desidera misurare una tensione alternata non sinusoidale, in quanto è possibile valutare con esattezza la tensione tra picco e picco.

N. 5 — Dando un'amplificazione sufficiente ad avere un'ampiezza pari al doppio del diametro dello schermo, e spostando l'immagine verso il basso agendo sul centraggio verticale.

N. 6 — A seconda dell'indagine che si desidera effettuare, all'uscita di ogni singolo stadio amplificatore, oppure all'uscita dell'intero amplificatore.

N. 7 — La presenza di armoniche pari su di un segnale originariamente sinusoidale indica che la distorsione si verifica in uno stadio di amplificazione a triodo. Le armoniche dispari sono invece dovute ad un pentodo.

N. 8 — Misurando la d.d.p. che detta corrente provoca ai capi di una resistenza introdotta nel circuito. Ovviamente però, il valore di quest'ultima non deve essere alto al punto tale da alterare le condizioni.

N. 9 — Iniettando nell'amplificatore segnali di varia frequenza ma di ampiezza costante, ed osservando sullo schermo del tubo, sul quale appare il segnale di uscita, sia la forma d'onda che l'ampiezza.

N. 10 — Iniettando nel circuito in esame segnali di frequenza variabile attorno ad un valore centrale, corrispondente alla frequenza nominale di risonanza del circuito stesso, ed osservando i segnali di uscita.

N. 11 — Applicando un segnale modulato all'amplificatore verticale, e regolando l'asse dei tempi fino ad avere due o tre picchi di modulazione sullo schermo.

N. 12 — Variando lentamente la posizione del verniero, ossia del potenziometro che regola la frequenza orizzontale dell'asse dei tempi.

N. 13 — Collegando all'ingresso verticale il segnale di frequenza incognita, ed all'ingresso orizzontale un segnale di frequenza nota ma variabile. Ottenuta l'immagine ferma, il valore viene dedotto dal numero dei cerchi completi.

N. 14 — Deve avere una notevole linearità su di una ampia gamma di frequenze, altrimenti l'attenuazione sulle frequenze elevate falsa l'efficacia della prova.

N. 15 — Applicando la tensione da misurare direttamente alle placchette di deflessione, se l'amplificatore non è ad accoppiamento diretto.

N. 16 — A consentire una lettura diretta delle tensioni, sempre che si conoscano la tensione di ingresso ed il guadagno.

COSTRUZIONE di un generatore di tensioni calibrate

Il generatore di tensione, mod. VC - 3, che descriviamo, è uno strumento di grande utilità in tutti quei casi nei quali, con un oscillografo, si desidera determinare rapidamente, e con una certa esattezza, l'ampiezza di un segnale visibile sullo schermo.

L'importanza di questo strumento accessorio spesso è tale, che la maggior parte degli oscillografi del tipo professionale, ossia di classe elevata, lo comprendono addirittura nei circuiti presenti nello strumento stesso.

Il principio di funzionamento è il seguente: il generatore rende disponibile una tensione di ampiezza nota, costituita da segnali ad impulsi di forma quadra. Tali segnali possono essere resi visibili sullo schermo di un oscillografo, e, mediante un commutatore presente sul pannello di comando, si può passare dalla loro osservazione a quella del segnale da misurare. Si effettua cioè un confronto. Essendo nota con esattezza l'ampiezza del segnale di riferimento prodotto, non resta che confrontare le due ampiezze misurate sullo schermo con l'aiuto della nota mascherina graduata o, in mancanza, con un comune compasso, e stabilire il rapporto che consente di determinare l'ampiezza da picco a picco del segnale in esame.

Grazie all'eccellente forma d'onda prodotta, ed al fatto che la tensione del segnale erogato è di ampiezza nota con grande precisione, il generatore si presta perfettamente come sorgente di segnale per determinare il guadagno di tensione di uno o più stadi di amplificazione, lo sfasamento di due segnali tra loro, ed il responso alla frequenza da parte di un amplificatore di Bassa Frequenza.

L'intero apparecchio è contenuto in un piccolo involucro verniciato, che può essere comodamente tenuto sul banco di lavoro o appoggiato direttamente sull'oscillografo, date le minime dimensioni.

Caratteristiche generali

Capacità di ingresso segnale	25 pF
Segnale di uscita	1.000 Hz (circa), ad onda quadra
Portate	30, 100, 300 mV e 1, 3, 10, 30 e 100 volt di picco
Precisione dell'attenuatore d'uscita	1%
Controlli	Accensione, portata, taratura (interno)
Valvole	Una 6AW8, una 6X4 ed una OA2
Alimentazione	105 - 125 volt c.a., 20 watt
Dimensioni	cm 12 x 19 x 10,5

DESCRIZIONE del CIRCUITO

Come si nota osservando lo schema di **figura 1**, l'alimentazione avviene ad opera di un piccolo trasformatore, che isola il circuito dalla rete, e fornisce tutte le tensioni necessarie. La rettificazione è effettuata mediante una 6X4 (due semionde), seguita da un circuito di filtraggio ad ingresso capacitivo, e da una valvola a gas del tipo OA2, che stabilizza la tensione anodica fornita alla valvola oscillatrice (triodo pentodo 6AW8), ad un valore costante di 150 volt.

Una resistenza da 100 ohm, posta in serie all'uscita della tensione stabilizzata, isola la valvola stabilizzatrice dal condensatore di uscita del filtro, evitando così eventuali oscillazioni a bassissima frequenza.

Il triodo pentodo 6AW8 viene impiegato come multivibratore e come stadio finale. In pratica, la sezione triodo, unitamente al triodo costituito dal catodo, dalla griglia pilota e dalla griglia schermo del pentodo, costituiscono un classico circuito multivibratore, del tipo ben noto al lettore. A tale scopo — infatti — la griglia schermo del pentodo agisce da placca.

I valori dei componenti sono stati calcolati in modo da ottenere in uscita un'onda quadra perfettamente simmetrica, avente una frequenza di 1.000 Hz. A causa delle normali, quanto inevitabili, variazioni che si manifestano col tempo sia nelle valvole che nei componenti ad esse associati, le caratteristiche del segnale di uscita possono differire leggermente da quelle enun-

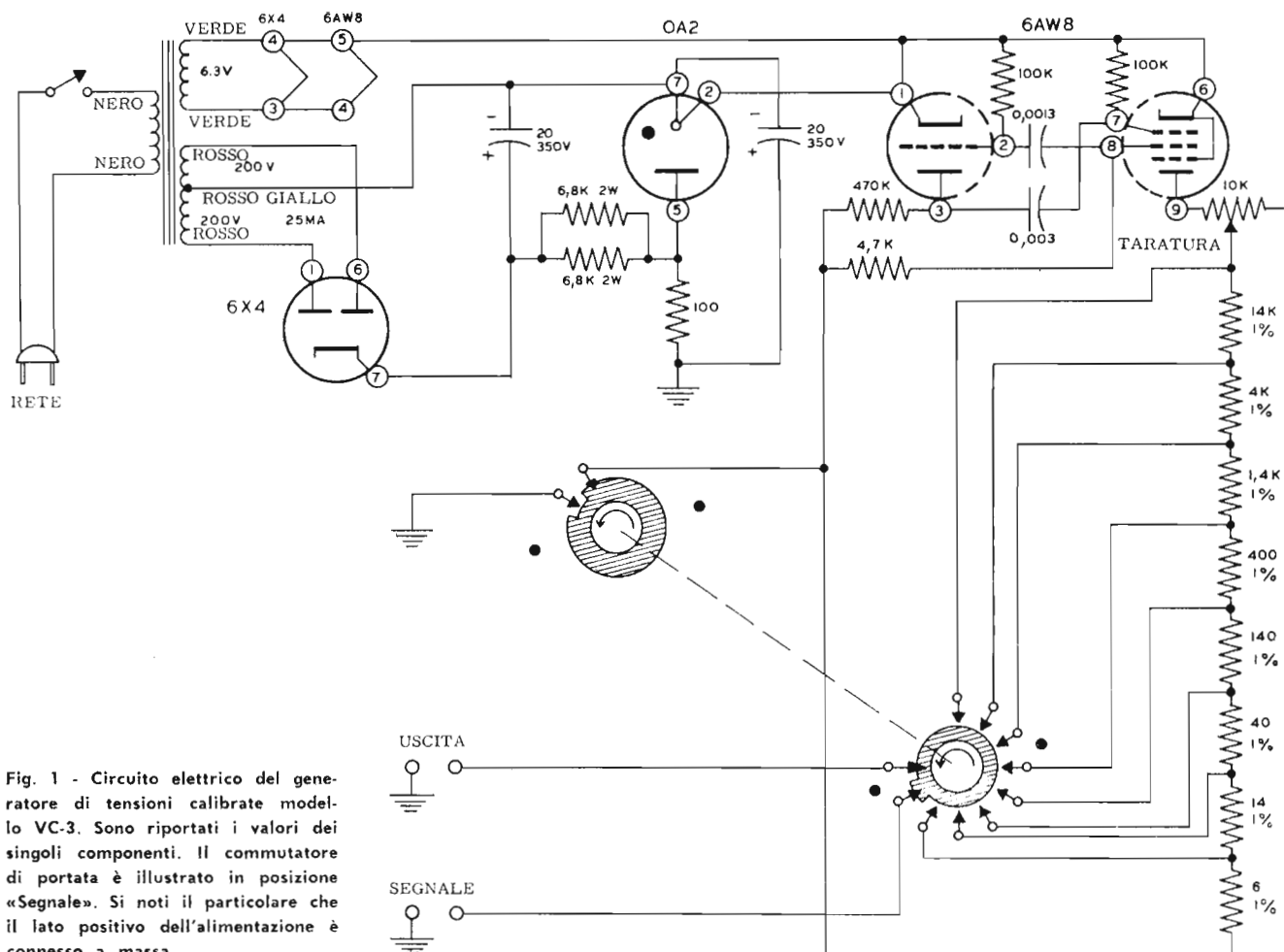



Fig. 1 - Circuito elettrico del generatore di tensioni calibrate modello VC-3. Sono riportati i valori dei singoli componenti. Il commutatore di portata è illustrato in posizione «Segnale». Si noti il particolare che il lato positivo dell'alimentazione è connesso a massa.

ciate. Ciò, comunque, non compromette minimamente nè il funzionamento, nè l'impiego dello strumento.

Il segnale di uscita viene prelevato dalla placca della sezione pentodo della valvola 6AW8. Dal momento che l'accoppiamento col circuito oscillatore avviene esclusivamente attraverso la corrente elettronica interna alla valvola, nessuna variazione nel carico applicato può influire sulla frequenza o sulla forma d'onda del segnale d'uscita.

Il carico anodico di detto pentodo consta di una serie di resistenze di precisione aventi un valore opportuno, atto cioè a fornire diverse e determinate tensioni di uscita. Inoltre, un controllo potenziometrico di taratura consente di regolare a priori le tensioni di uscita, per tutte le portate contemporaneamente.

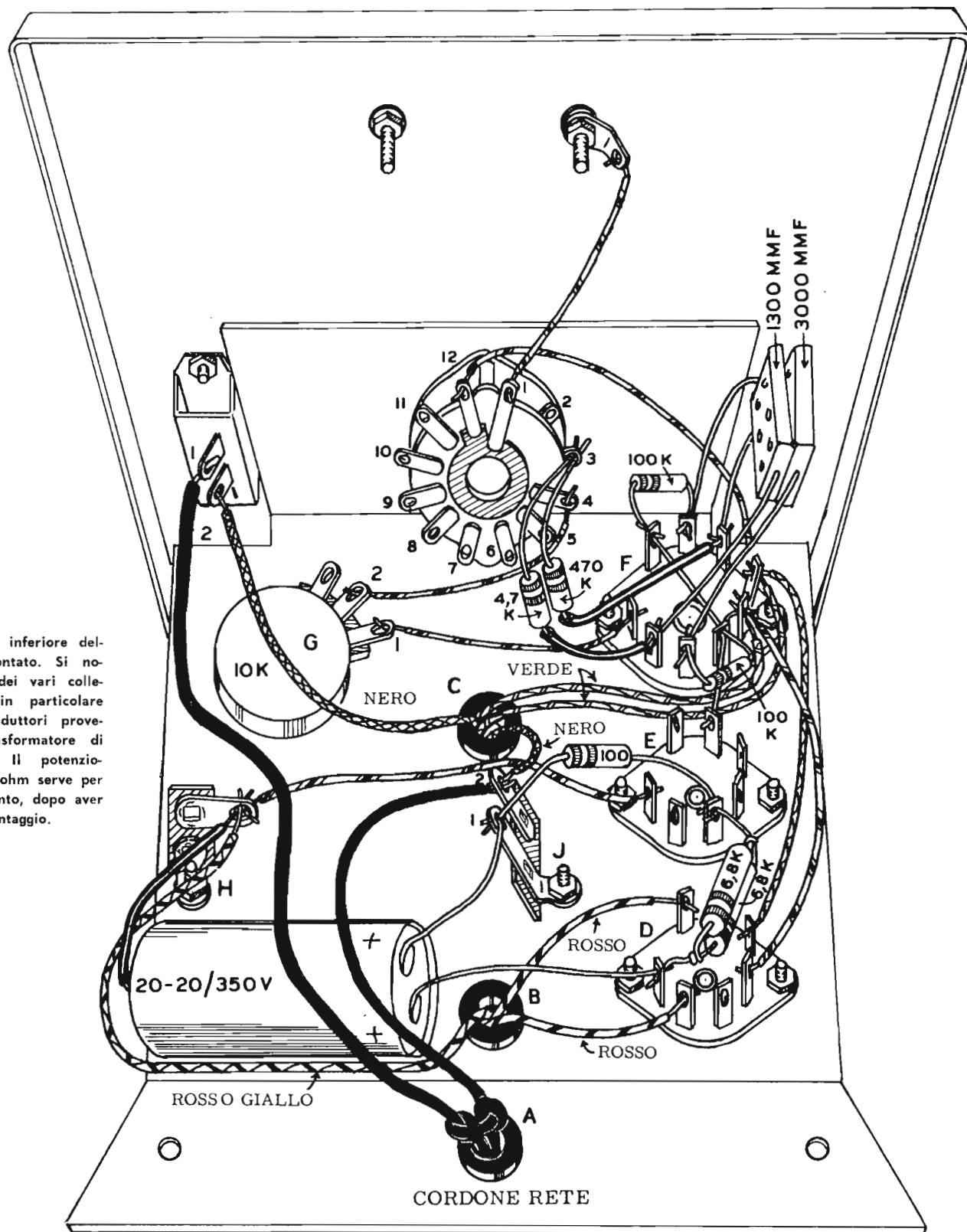
Una caratteristica peculiare di questo strumento consiste nel modo con cui sono effettuati i collegamenti di massa del segnale e dell'alimentazione. Il segnale di uscita — è noto — si manifesta a causa della caduta di tensione che si presenta ai capi del partitore di tensione in serie alla placca, negli istanti in cui il pentodo conduce. Per consentire il prelevamento del segnale di uscita senza la necessità di interporre un condensatore di blocco, il circuito anodico fa capo direttamente a massa. Ciò rende necessario il collegamento a massa anche del lato positivo della tensione di alimentazione, mentre il lato opposto risulta negativo di circa 150 volt rispetto allo chassis.

L'eliminazione del condensatore in serie all'uscita evita la distorsione del segnale che si verifica in funzione delle caratteristiche del carico e della posizione dell'attenuatore di uscita. Di conseguenza, il segnale fornito è tale da presentare *i picchi positivi corrispondenti al potenziale di massa.*

Se da un lato ciò è soddisfacente per la maggior parte delle applicazioni, è tuttavia ammissibile che — in determinati casi — sia opportuno disporre di un condensatore in serie ai morsetti di uscita. In tal caso, esso può essere inserito esternamente, tenendo però nella dovuta considerazione il relativo valore nonchè le caratteristiche del carico esterno applicato. La capacità deve essere, infatti, di valore inversamente proporzionale alla resistenza del carico. Col diminuire di questa ultima, la capacità deve aumentare, e viceversa, se si vuole mantenere una forma d'onda discreta.

Il commutatore di portata consente di scegliere tra il valore picco a picco del segnale prodotto dallo strumento e presente in uscita, ed una posizione contrassegnata « SIGNAL » (segnale), nella quale i morsetti di collegamento del segnale esterno da misurare vengono connessi direttamente ai morsetti di uscita. Ciò consente la commutazione immediata tra il segnale sotto osservazione, e quello prodotto dallo strumento, senza costringere l'operatore ad effettuare inversioni nei collegamenti.

Ovviamente, nel caso che il segnale in osservazione venga collegato all'uscita, la sorgente interna viene disattivata.

Fig. 2 - Vista inferiore dello chassis montato. Si notino i colori dei vari collegamenti, ed in particolare quelli dei conduttori provenienti dal trasformatore di alimentazione. Il potenziometro da 10 kohm serve per la messa a punto, dopo aver ultimato il montaggio.

Il MONTAGGIO MECCANICO

Data l'estrema semplicità dello strumento, non occorre che ci dilunghiamo sulle fasi del montaggio meccanico: la **figura 2** illustra il telaio e parte del pannello frontale, visti inferiormente, unitamente ad una gran parte dei collegamenti. Il primo zoccolo in alto a destra è — come si può comprendere dal numero dei piedini — quello della valvola 6AW8. Segue più sotto quello della stabilizzatrice OA2, ed infine, in basso, quello della rettificatrice 6X4.

La fotografia dello strumento, pubblicata all'inizio della descrizione, mostra in modo evidente la posizione dei morsetti, dell'interruttore di accensione, e del commutatore di portata.

Come di consueto, è indispensabile mantenere l'orientamento degli zoccoli portavalvola così come visibile alla figura 2. Si noti la disposizione delle basette di ancoraggio, dei collegamenti, e di alcuni componenti, nonchè la posizione del potenziometro di taratura, fissato sul piano del telaio, inferiormente, in modo che l'albero sporga verso l'alto.

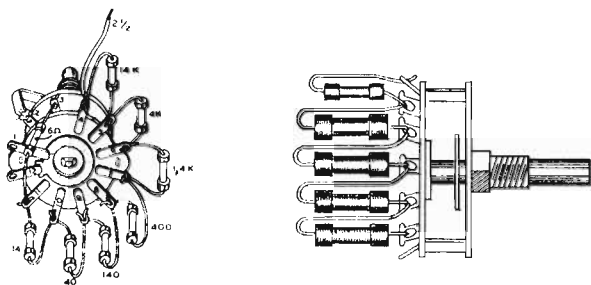



Fig. 3 - Allestimento del commutatore di portata. A sinistra è illustrato il modo di collegare tra loro le varie resistenze facenti capo alle pagliette del commutatore. A destra è raffigurato l'aspetto del commutatore montato, visto da un lato.

Dopo aver installato i tre passacavi in gomma, e dopo essersi assicurati che tutte le viti sono strette a dovere, non resta che iniziare le operazioni del montaggio elettrico.

Il MONTAGGIO ELETTRICO

Anche per quanto riguarda il montaggio elettrico non sussistono difficoltà di sorta. La semplicità del circuito è tale che, con l'aiuto dello schema di figura 1 e della stessa figura 2 è possibile effettuare tutti i collegamenti senza tema di errori.

Si noti la posizione del doppio condensatore elettrolitico di filtro, il quale, essendo di tipo cilindrico con terminali rigidi, non necessita di alcuna squadretta di fissaggio.

Particolare cura va posta nel montaggio dell'attenuatore di uscita (partitore in serie alla placca del pentodo), in quanto le resistenze che lo costituiscono, caratterizzate da una elevata precisione, devono essere tenute il meno possibile a contatto col saldatore, onde evitare che la temperatura di quest'ultimo ne alteri il valore.

La **figura 3** illustra il sistema più pratico per il fissaggio delle resistenze alle pagliette del commutatore. Come si nota, esse sono tutte in serie tra loro, e, dopo aver effettuato tutte le saldature, i singoli terminali vengono piegati in modo tale da disporle tutte intorno alla circonferenza del settore, perpendicolarmente al piano relativo.

Si verifichi la tensione presente tra le placche della rettificatrice (400 volt c.a., ossia 2 x 200 volt verso massa), nonchè la tensione applicata ai filamenti delle diverse valvole, che deve ammontare a circa 6,3 volt.

Si controlli con cura che non esistano cortocircuiti ai capi dell'alta tensione di alimentazione, verificando che la resistenza tra i capi del secondo elettrolitico di filtro sia dell'ordine di 400 - 500 kohm. Se tutto è in ordine, si possono rimettere a posto le valvole, e riaccendere l'apparecchio. Non appena la rettificatrice è entrata in funzione, si deve notare il funzionamento della valvola stabilizzatrice OA2, all'interno del bulbo della quale si deve osservare una luce rossa diffusa, dovuta alla ionizzazione del gas in essa contenuto.

Nella verifica delle tensioni, elencate nella apposita tabella riportata, *si rammenti che il polo positivo della alimentazione è a massa.* Una volta accertato che tutte le tensioni corrispondono a quelle enunciate (con la dovuta tolleranza, a seconda dello strumento usato per la lettura), si può procedere alla messa a punto.

L'operazione di messa a punto può essere effettuata in vari modi: il lettore potrà scegliere quello che gli sembra più opportuno, ed eventualmente confrontarli.

Collegare innanzitutto l'uscita all'ingresso verticale di un oscillografo, e porre l'attenuatore di uscita sulla posizione « 100 volt di picco ». Regolare quindi l'oscillografo fino ad ottenere un'immagine chiara e fissa, di ampiezza conveniente, comprendente due o tre impulsi rettangolari di forma regolare.

1° metodo: Mediante un voltmetro a valvola con scala tarata in volt di picco, oppure tenendo conto del fattore di moltiplicazione se la scala è tarata in volt efficaci, misurare la tensione di uscita e regolare il potenziometro di taratura fino ad ottenere l'indicazione di 100 volt di picco o di 70 volt efficaci.

2° metodo: Questo metodo consente una buona precisione se l'onda quadra di uscita è simmetrica entro il 10%, ossia se l'ampiezza dei picchi positivi e quella dei picchi negativi è eguale o ha una differenza massima del 10%. Occorre innanzitutto disporre di un voltmetro a valvola, o di un « tester » avente una resistenza interna di almeno 20.000 ohm/volt. Predisporre lo strumento per una portata di 50 volt c.c. fondo scala, o maggiore. Collegare il puntale positivo al morsetto di uscita nero del calibratore, e quello negativo al morsetto rosso. Regolare quindi il controllo di taratura interno fino ad ottenere sulla scala la lettura di 50 volt.

VALVOLA	Pied. 1	Pied. 2	Pied. 3	Pied. 4	Pied. 5	Pied. 6	Pied. 7	Pied. 8	Pied. 9
6X4	200 C. A.		6.3 C. A.	0		200 C. A.	230 VCC		
OA2		0			+150 VCC		0		
6AW8	0	-10 VCC	+37 VCC	6,3 C. A.	0	0	-9 V C	+106 VCC	+82 VCC

Tabella delle tensioni. I valori ivi elencati possono differire del 20% in più o in meno, per differenze nella tensione di rete o per errore introdotto dallo strumento di misura.

COLLAUDO e MESSA a PUNTO

Dopo aver accertato che non esistono errori di collegamento, si provvederà alla prova delle sole tensioni alternate presenti nel circuito, collegando l'apparecchio alla rete dopo averne tolte tutte le valvole. Si rammenti che l'apparecchio è previsto per funzionare con una tensione di rete di circa 110/125 volt. Qualora la tensione disponibile fosse diversa, è necessario interporre il solito autrasformatore o trasformatore di adattamento.

In tal caso lo strumento indicherà il valore medio della tensione di picco dell'onda quadra.

3° metodo: Misurare innanzitutto con un «tester» da 20.000 ohm/volt una tensione alternata sinusoidale di 35,35 volt (prelevata da un partitore derivato sulla rete, o da un trasformatore regolabile (Variac). Questa lettura rappresenta il valore di picco di 100 volt c.a. Applicando ora detta tensione allo ingresso verticale di un oscillografo, regolare i vari comandi, con l'aiuto della mascherina graduata, fino ad ottenere un'immagine di ampiezza conveniente (almeno 5 cm). Sarà utile regolare la frequenza della tensione orizzontale fino ad avere una zona luminosa rettangolare (senza cioè che siano visibili i cicli separati).
Senza disinserire la tensione a dente di sega, e **senza manomettere il controllo di amplificazione verticale**, collegare all'ingresso dell'oscillografo la tensione di uscita del calibratore. Dopo aver predisposto quest'ultimo per un'uscita di 100 volt, regolare il controllo interno di taratura fino a far coincidere i bordi superiore ed inferiore con quelli dell'immagine presente, di cui si era preso nota sulla mascherina o direttamente sullo schermo.

In tutti i metodi descritti, la messa a punto su una portata è sufficiente per assicurare la taratura di tutte le altre.

Terminata l'operazione di messa a punto, lo strumento può essere rinchiuso nel suo mobiletto. Il controllo della taratura dovrà essere ripetuto dopo un mese circa, ed in seguito, almeno ogni sei mesi.

USO dello STRUMENTO

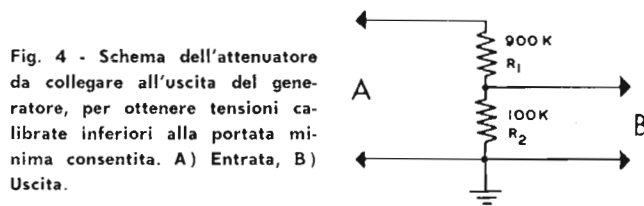
Come si nota osservando il pannello frontale, è possibile derivare dagli appositi morsetti il segnale ad onda quadra prodotto (OUTPUT), e collegare il segnale da confrontare ai morsetti contrassegnati «SIGNAL». La manopola centrale, oltre alle varie posizioni corrispondenti a varie ampiezze del segnale prodotto, consente — nella posizione «SIGNAL» — inviare il segnale da esaminare ai morsetti di uscita, e quindi all'ingresso dell'oscillografo. Per effettuare il confronto, e quindi la misura, è sufficiente commutare dalla portata scelta alla posizione «SIGNAL», ed effettuare il confronto sullo schermo dell'oscillografo.

E' sempre opportuno regolare la frequenza orizzontale dell'oscillografo fino ad ottenere una forma luminosa rettangolare del segnale, senza cioè che siano visibili cicli separati. A tale scopo, detta frequenza deve sempre essere maggiore di 10 kHz.

Dovendo misurare tensioni ad impulsi, o segnali a frequenza elevata, o ancora tensioni ad onda quadra, è bene connettere il segnale da esaminare direttamente all'ingresso dell'oscillografo, ossia senza passare attraverso il calibratore, in quanto la capacità parassita di ingresso potrebbe falsare le letture.

Nel caso che il generatore venga usato per la misura mediante confronto, di tensioni di valore molto basso, è opportuno aggiungere un ulteriore attenuatore esterno. Lo strumento, infatti, possiede una portata da 0 a 30 mV, ma è comunque molto difficile ottenere con precisione tensioni al di sotto dei 10 mV. Con un oscillografo di tipo normale, tali tensioni non si rendono necessarie, poichè, data la sua sensibilità moderata, non sarebbe neppure possibile rappresentarle adeguatamente sullo schermo. Se invece si dispone di un oscillografo ad alta sensibilità (ne esistono con sensibilità di 3 mV/cm ed anche maggiore), queste misure possono tornare molto utili.

Occorre quindi che il generatore possa fornire, con una certa esattezza, tensioni calibrate al di sotto dei 10 mV; in tal caso, si introduce — tra il generatore e l'oscillografo — un attenuatore di facile costruzione del tipo di quello rappresentato alla **figura 4**. Il segnale che si ottiene all'uscita di tale circuito ha una tensione picco a picco pari ad 1/10 di quella applicata alla sua entrata.

Fig. 4 - Schema dell'attenuatore da collegare all'uscita del generatore, per ottenere tensioni calibrate inferiori alla portata minima consentita. A) Entrata, B) Uscita.

Il principio di funzionamento è molto semplice, trattandosi — in pratica — di un partitore di tensione ottenuto mediante due sole resistenze in serie. La resistenza totale, che si dispone in parallelo al segnale del generatore, è di 1 Mohm, valore dato dalla somma delle resistenze di 900 e 100 kohm. Il segnale di uscita è prelevato ai capi della resistenza da 100 kohm, e quindi è di 1/10 di quello del segnale entrante.

Perchè il circuito introduca l'attenuazione voluta con precisione, occorre che le resistenze abbiano una precisione almeno dell'1%. Non volendo ricorrere a tali resistenze di precisione, piuttosto costose, si può, tra quelle di cui si dispone, selezionarne due il cui rapporto sia esattamente 1 : 9 (anche se i due valori, presi singolarmente, sono diversi da quelli indicati nel circuito di figura 4). In ogni modo, l'impedenza di ingresso deve essere molto prossima ad 1 Mohm almeno.

Si può anche ricorrere ad un potenziometro, collegando i due estremi all'ingresso e prelevando sul cursore la tensione attenuata. In tal caso, per trovare la posizione esatta, in corrispondenza della quale l'attenuazione introdotta è effettivamente 10, si applica dapprima direttamente all'entrata dell'oscillografo una tensione di 1 volt, fornita dal generatore, e si segna l'altezza della traccia ottenuta. Successivamente, si introduce l'attenuatore, e si sposta la tensione d'uscita del generatore in posizione 10 V. In tali condizioni, se non si è spostato il comando di guadagno verticale dell'oscillografo, l'esatto rapporto tra i due rami di resistenza in cui si suddivide il potenziometro si ottiene in corrispondenza di quella posizione del cursore per cui l'altezza della traccia ottenuta sullo schermo ha la medesima altezza della precedente.

per RILEGARE

le lezioni del "Corso di RADIOTECNICA,, potete disporre di apposite, razionali copertine - imitazione pelle - con diciture in oro.

Le copertine vengono fornite con tutto il necessario atto a formare un vero e proprio volume: non si tratta quindi di semplici raccoglitori, ma di un sistema, brevettato, che consente a chiunque di rilegare, da se, i diversi fascicoli.

Ogni copertina prevede la raccolta di 26 fascicoli (metà Corso).

COPERTINA per **VOLUME I°**	Lire 880
Spese postali e imballo	» 195
Totale	» **1.075**
COPERTINA per **VOLUME II°**	(come sopra)
Le DUE COPERTINE assieme	L. **2.100**

POTETE EVITARE QUALSIASI ALTRA SPESA PER FORMARE I VOSTRI VOLUMI

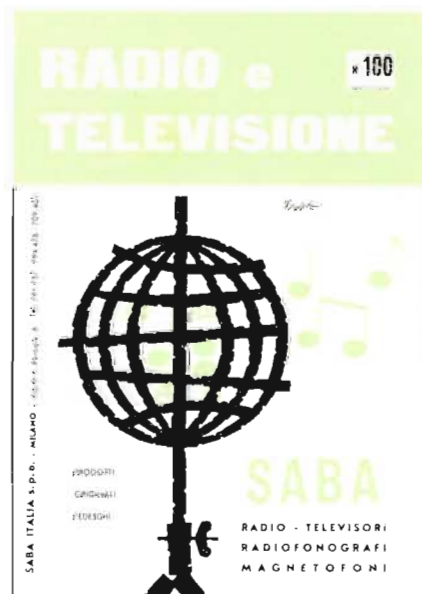
L'INVIO VIENE EFFETTUATO A MEZZO POSTA E LE RICHIESTE — ACCOMPAGNATE DALL'IMPORTO — DEVONO ESSERE INDIRIZZATE DIRETTAMENTE AL « **CORSO DI RADIOTECNICA** » - **VIA DEI PELLEGRINI 8/4** - MILANO.

L'IMPORTO PUO' ESSERE VERSATO SUL CONTO CORRENTE POSTALE N. 3/41203, MILANO. — SI PREGA DI SCRIVERE IN MODO MOLTO CHIARO IL PROPRIO INDIRIZZO.

DATO IL PARTICOLARE SISTEMA, I FASCICOLI **POSSONO ESSERE RILEGATI OGNI SETTIMANA.**

ALLA FINE DEL « CORSO » E' PREVISTA LA PUBBLICAZIONE DI UNA « ERRATA CORRIGE » E DI INDICI MOLTO UTILI E PRATICI PER LA RICERCA DEI VARI ARGOMENTI.

E' uscito il 100° Numero

La rivista che, tra quelle del ramo, Vi offre il più alto contenuto informativo a carattere tecnico e commerciale.

Una copia, alle edicole, lire 300

Abbonamento per 12 Numeri. . . . . lire 3.060.
Per gli abbonati al "Corso di Radiotecnica,, ... solo lire 2.754.

Abbonamento: "RADIO e TELEVISIONE,, - via dei Pellegrini N. 8/4, conto corrente postale: 3/4545 Milano

HEATH COMPANY

a subsidiary of Daystrom, Inc.

CARATTERISTICHE:

Electronic Switch KIT

MODELLO S-3

Frequenze di commutazione . .	150; 500; 1500 e 5000 Hz circa
Risposta di frequenza	± 1 dB da 0 a 100 kHz
Impedenza d'ingresso	100 kΩ regolabili
Impedenza d'uscita	1000 Ω con una capacità in parallelo di 1000 pF
Massima uscita del segnale . .	25 volt picco-picco
Massimo guadagno del segnale .	5 volte.
Massimo ingresso per il massimo guadagno	1,8 Volt efficaci (5 Volt picco-picco)
Transitori di commutazione . .	2 Volt picco-picco (Vedi nota *)
Tubi elettronici	2-12AX7 3-12AU7 1-6C4 1-6X4
Alimentazione	105-125 Volt; 50-60 Hz, 30 Watt
Dimensioni	Larghezza 24; altezza 16,5; Profondità 12,5 cm.
Peso con imballo	Kg 3,6

* NOTA — Un transitorio di commutazione può sovraccaricare l'amplificatore dell'oscillografo. I segnali a basso livello dovranno essere amplificati da 0,1 a 1 Volt prima di essere posti all'ingresso del commutatore elettronico.

RAPPRESENTANTE GENERALE PER L'ITALIA

MILANO P.zza 5 GIORNATE 1
Telefoni: 795.762 - 795.763

Agenti esclusivi di vendita per:

LAZIO - UMBRIA - ABRUZZI . . Soc. FILC RADIO
Piazza Dante, 10 - ROMA - telefono 736.771

TOSCANA . . . . Ditta C. R. P.
Via G. Capponi, 15 - FIRENZE

EMILIA - MARCHE . . . . Ditta A. ZANIBONI
Via Azzogardino, 2 - BOLOGNA - telefono 263.359

VENETO . . . . Ditta E. PITTON
Via Cavallotti, 12 - PORDENONE - tel. 2244

---

2 nuovi registratori

G 257

Risposta da 80 a 6.500 Hz — Velocità del nastro 4,75 cm/sec — Registrazione a doppia traccia (durata 1 ora e mezza per bobina) — Comandi a 5 pulsanti — Indicatore lineare a grande scala dello svolgimento del nastro — Agganciamento automatico del nastro nella bobina di raccolta — Alimentazione con c. a. da 110 a 230 volt — Consumo 20 VA — Telaio isolato dalla rete c. a. — Può funzionare in auto, con convertitore per 6, 12, 24 V. c.c. — Dimensioni: cm 26 x 17 x 10 — Peso kg. 2,9 — Microfono di alta qualità a corredo — Vastissima gamma di accessori, accoppiatori, miscelatore, ecc. — Mobile infrangibile in « moplen ».

Lire 29.500

G 268

3 velocità del nastro: 9,5 - 4,75 - 2,38 cm/sec — Risposta a 9,5 cm/sec: da 50 a 12.000 Hz — Registrazione a doppia traccia su bobine ⌀ 127 mm (260 m) — Durata di una bobina: 1 ora e ½ a 9,5 cm/sec (Alta Fedeltà); 3 ore a 4,75 cm/sec (musica leggera); 6 ore a 2,38 cm/sec (parlato) — Comandi a pulsanti — Presa per comandi elettrici a distanza da microfono apposito, oppure da tastiera o pedaliera — Presa per il controllo in cuffia — Indicatore dello svolgimento del nastro — Controllo di tono — Alimentazione con c.a. da 110 e 220 volt — Consumo: 45 VA — Telaio isolato dalla rete c. a. — Dimensioni: cm 33x22x16 — Peso kg 5,8 — Microfono ad Alta Fedeltà, a corredo — Accessori per qualsiasi impiego — Possibilità di sincronizzazione sonora dei film 8 mm — Mobile infrangibile, a due colori.

Lire 56.000

GELOSO S.p.A. - Viale Brenta, 29 - Telefoni 563.183/4/5/6/7 - MILANO (808)

corso di
RADIOTECNICA

pubblicazione settimanale - 3 - 10 giugno 1961 - un fascicolo lire 150 **36°** numero

corso di
RADIOTECNICA

settimanale a carattere culturale

Direzione, Amministrazione, Pubblicità:
Via dei Pellegrini 8/4 - Telef. 593.478
MILANO

Ogni fascicolo — contenente 3 lezioni — costa lire 150, acquistato alle edicole.

Se l'edicola risulta sprovvista, o si teme di rimanere privi di qualche numero, si chieda invio settimanale direttamente al proprio domicilio a mezzo abbonamento.

Il versamento per ricevere i 52 fascicoli costituenti l'intero Corso è di lire 6500 + I.G.E. = lire 6630. A mezzo vaglia postale, assegno bancario, o versamento sul conto corr. postale 3/41.203 del « Corso di RADIOTECNICA » - Via dei Pellegrini 8-4 - Milano.
In ogni caso, scrivere in modo molto chiaro e completo il proprio indirizzo.

L'abbonamento può essere effettuato in qualsiasi momento; si intende comprensivo delle lezioni pubblicate e dà diritto a ricevere tali lezioni, che saranno inviate con unica spedizione.

Estero: abbonamento al Corso, Lit. 8.500. ($ 15). Numeri singoli Lit. 300 ($ 0,50).

Per i cambi di indirizzo durante lo svolgimento del Corso, unire lire 100, citando sempre il vecchio indirizzo.

Fascicoli singoli arretrati — se disponibili — possono essere ordinati a lire 300 cadauno.
Non si spedisce contrassegno.

Distribuzione alle edicole di tutta Italia: Diffus. Milanese . Via Soperga, 57 - Milano.

Direttore responsabile: Giulio Borgogno.

Autorizzaz. N. 5357 - Tribunale di Milano.

Stampa: Intergrafica S.r.l. - Cologno Monzese.

La Direzione non rivende materiale radio; essa può comunicare, se richiesta, indirizzi di Fabbricanti, Importatori, Grossisti ecc. in grado di fornire il necessario ed ai quali il lettore può rivolgersi direttamente.

Alla corrispondenza con richiesta di informazioni ecc. si prega allegare sempre il **francobollo per la risposta.**

Parte del testo e delle illustrazioni è dovuta alla collaborazione del Bureau of Naval Personnel, nonchè al Dept. of the Army and the Air Force - U.S.A.

A chi può essere utile questo Corso? Anzitutto — stante la sua impostazione — il Corso, basato sull'esposizione in forma a tutti accessibile, della radiotecnica, dai suoi elementi basilari alla evoluzione più recente, rappresenta la forma ideale per tutti coloro che intendono dedicarsi all'elettronica, sia come forma ricreativa sia — soprattutto — per l'acquisizione di una professione specializzata che possa procurare loro una posizione di privilegio in seno alla società odierna.

Anno per anno, la nostra civiltà si indirizza sempre più verso questa meravigliosa, si potrebbe dire fascinosa, elettronica, che nel modo più evidente consente sviluppi impensati, progressi grandiosi e una rapida evoluzione di tutti gli altri rami dello scibile che essa tocca e influenza.

L'industria, tutta l'industria, nel senso più ampio, da quella elettrotecnica a quella meccanica, alla metallurgica, alla chimica ecc., con i suoi laboratori di ricerca e le sue fabbriche richiede, e richiederà sempre più, con un ritmo rapidamente crescente, tecnici specializzati con conoscenza dell'elettronica, tecnici specificatamente elettronici e persino operai e impiegati di ogni ordine e categoria con cognizioni di elettronica.

Si può dire che anche le branche commerciali, quelle dei trasporti e persino quelle amministrative con le recenti introduzioni delle calcolatrici, abbisognano di personale che conosca i principi dell'elettronica, le macchine relative, il loro pieno sfruttamento, la eventuale riparazione ecc. e, quanto più in modo completo, quanto meglio.

Nasce, da una tale situazione, una logica conseguenza: per la scelta di una professione o di un mestiere, per un miglioramento della propria posizione sociale, per l'intrapresa di una libera attività o anche per la sola acquisizione di cognizioni che indubbiamente verranno oltremodo utili, è quanto mai opportuno riflettere se non sia conveniente dedicare un po' di tempo allo studio di questa scienza che ha tra l'altro il pregio di rendersi immediatamente attraente, concreta, accessibile e foriera di moltissime soddisfazioni.

A questo scopo appunto, e con questi intenti, è stato redatto questo Corso.

Non mancano invero altri corsi (specie per corrispondenza) o scuole di radiotecnica, nè mancano (sebbene siano in numero del tutto inadeguato) scuole statali o pareggiate ma la struttura e l'impostazione che caratterizzano queste 156 lezioni sono alquanto particolari, presentando non pochi vantaggi sulle diverse altre forme di cui si è detto.

Anzitutto vogliamo porre in evidenza **il fattore economico.**

Frequentare regolarmente, durante tutto l'anno, una scuola è certo il modo più logico — anche se non il più rapido — per apprendere ma, tralasciando il fatto che rarissimi sono gli Istituti di radiotecnica, è a tutti possibile dedicarsi esclusivamente, e per l'intero anno, allo studio? Noi riteniamo che chi può farlo costituisca oggi assai più l'eccezione che la regola. Ciò significa infatti poter disporre liberamente del proprio tempo senza avere la necessità di un contemporaneo guadagno: il nostro Corso permette a chiunque di studiare a casa propria, nelle ore libere dal lavoro, senza abbandonare o trascurare quest'ultimo. Ciò caratterizza invero anche altri corsi, ma il vantaggio economico diviene notevole ed evidentissimo se si considera che di fronte all'esborso, anche se rateale, di quasi 80.000 lire che i corsi per corrispondenza richiedono, seguendo il nostro Corso la spesa in un anno risulta di poco più di 7500 lire (150 lire alla settimana presso un'edicola) o di 6630 lire totali, con recapito postale, settimanale, delle lezioni a domicilio.

E' superfluo dire che la Modulazione di Frequenza, i transistori, i circuiti stampati, la trasmissione, il telecomando ecc. sono argomenti integrali del Corso e non costituiscono motivo di corsi speciali, aggiunti o particolari.

Le lezioni di questo Corso — a differenza di molte altre — non sono stampate con sistemi di dispensa, a ciclostile, o con sistemi più o meno analoghi, derivanti cioè da un originale battuto a macchina da scrivere; esse sono stampate in uno stabilimento grafico, con chiari caratteri tipografici da cui deriva una assai più agevole lettura e — fattore certamente di non secondaria importanza — un contenuto molto più ampio, corrispondendo una pagina a stampa a tre o quattro pagine di quelle citate. Il lettore avrà, alla fine del Corso, un volume di ben 1248 pagine di grande formato!

Chiunque, indipendentemente dall'età, dalla professione e dalle scuole compiute **può seguire il Corso.** Alle esposizioni teoriche si abbinano numerose, attraenti, istruttive ed utili descrizioni che consentono la realizzazione di ricevitori, amplificatori, strumenti vari e persino di trasmittenti su onde corte.

A questo proposito è sintomatico il fatto che la Direzione non vuole assolutamente assumere la fisionomia di un fornitore o commerciante di materiale radio, rivendendo agli allievi le parti necessarie. Il materiale occorrente l'interessato può acquistarlo dove e come meglio crede e, assai spesso anzi, già ne dispone. Viene così evitato l'acquisto forzoso, caratteristico più o meno di tutti gli altri corsi.

Anche chi è già radiotecnico, anche chi ha seguito o segue altri corsi troverà il massimo tornaconto in questo completo ed aggiornato lavoro. Molte nozioni, è logico, saranno note, altre un po' meno e sarà utile rinfrescarle, e il tutto infine costituirà un manuale di consultazione, prezioso tanto per la teoria esposta quanto per i numerosi schemi, per le tabelle, per i grafici, gli elenchi, i dati, il vocabolario dei termini ecc.

Concludendo, si può affermare che questo **Corso di Radiotecnica** oltre che come insegnamento graduale si presenta come **enciclopedia e rivista assieme** ciò che permette di formare — con modestissima spesa — **il più completo, ricco, utile e pratico volume di radiotecnica di cui sia dato oggigiorno disporre.**

CIRCUITI DI AMPLIFICAZIONE SONORA

Come sappiamo, le tensioni ad audio frequenza provenienti da microfoni, testine per la lettura fonografica o magnetica, e stadi rivelatori di apparecchi radio, sono molto deboli. Esse si possono considerare dell'ordine di alcuni millivolt per quanto riguarda i segnali provenienti da un microfono e di alcune centinaia di millivolt per i segnali presenti all'uscita dello stadio rivelatore di un apparecchio radio. Le testine di lettura per dischi fonografici, come pure quelle per nastri magnetici, forniscono tensioni che variano notevolmente secondo le caratteristiche delle anzidette testine. Esse, tuttavia, non sono mai al di fuori dei limiti accennati a proposito di microfoni e dei sintonizzatori radio (si dice « sintonizzatore radio » un apparecchio che comprende solo gli stadi ad Alta Frequenza, Media Frequenza e rivelatore, mentre manca degli stadi di Bassa Frequenza e dell'altoparlante).

La potenza che richiedono gli altoparlanti, mediante i quali i segnali ad audiofrequenza vengono ritrasformati in onde sonore, è notevole; sorge quindi la necessità di costruire dispositivi atti a trasformare i deboli segnali ad audio frequenza provenienti dalle sorgenti sopra citate, in segnali di potenza sufficiente a pilotare gli altoparlanti. Tutto ciò, naturalmente ci è noto, ma costituisce qui una necessaria premessa alla spiegazione della necessità derivante, di realizzare complessi a se stanti destinati all'amplificazione di potenza.

La potenza necessaria dipende dal tipo di altoparlante o, più in generale, di trasduttore elettroacustico che si vuole impiegare. Questo dipende, a sua volta, dalle dimensioni del locale, o dall'ampiezza della zona in cui si vuole che i suoni riprodotti possano venire uditi. I trasduttori elettroacustici più comuni sono indubbiamente gli altoparlanti, capaci di trasformare in energia sonora potenze comprese entro una vasta gamma, da qualche milliwatt fino ad alcune diecine di watt. Per quanto riguarda potenze inferiori, si usano cuffie o auricolari, mentre per potenze superiori si usano le cosidette « trombe esponenziali », capaci di funzionare a potenze elevatissime dell'ordine, talora, di qualche centinaio di watt.

A titolo indicativo, diciamo che la potenza sufficiente a determinare un gradevole livello sonoro in un normale locale di soggiorno si aggira sui 3 watt, e può salire fino a 8-10 watt nel caso di locali di grandi dimensioni. Maggiori potenze sono necessarie nel caso di sale cinematografiche, variabili, secondo le dimensioni della sala, da 15 a 75 watt. Per luoghi all'aperto si rendono spesso necessarie potenze ancora maggiori, specialmente se si desidera che la « zona utile » di ascolto sia ampia. E' appunto in questo caso che si ricorre spesso alle trombe esponenziali.

Questi ultimi trasduttori sono, peraltro, caratterizzati da una minore ampiezza della banda di frequenza riprodotta, rispetto a quella di un buon altoparlante. Se tuttavia, si considera che le riproduzioni all'aperto consistono in generale in discorsi, avvisi informativi o pubblicitari e simili, si comprende come non sia necessaria, in tali circostanze, una perfetta linearità nella risposta alle diverse frequenze.

I dispositivi che consentono di fornire agli altoparlanti la potenza necessaria, partendo dai deboli segnali provenienti dai rivelatori, vengono detti « circuiti di amplificazione sonora » o — più comunemente — « amplificatori ».

In questa lezione esamineremo inizialmente le caratteristiche generali che presentano gli amplificatori, riservandoci di trattare in lezioni successive ciò che riguarda più propriamente la fedeltà della riproduzione, ossia l'esame dei diversi tipi di distorsione che un amplificatore può produrre, le diverse tecniche aventi lo scopo di ridurre tali distorsioni, ossia la controreazione e, in generale, tutti quei circuiti di tipo particolare propri degli amplificatori cosidetti ad « alta fedeltà ». Nella seconda parte della lezione ci occuperemo, in modo particolare, degli stadi finali di potenza in controfase e delle loro caratteristiche.

CARATTERISTICHE GENERALI degli AMPLIFICATORI

Gli amplificatori si possono suddividere, tra l'altro, in due categorie, a seconda che l'amplificazione del segnale venga ottenuta mediante transistori, oppure mediante valvole. Per ora ci interesseremo di quelli a valvola: successivamente, di quelli a transistori. Uno schema tipico, a blocchi, di amplificatore a valvole è rappresentato alla **figura 1**.

Il circuito di ingresso ha come scopo principale l'adattamento dell'impedenza del rivelatore a quella dei successivi stadi di amplificazione. Esso comprende quindi diverse « entrate », ciascuna delle quali presenta un'impedenza adatta ad un determinato tipo di sorgente di segnale. Inoltre, come già detto, la tensione del segnale proveniente dal microfono è notevolmente più bassa di quella proveniente da un rivelatore fonografico o magnetico. Questa, a sua volta, è inferiore alla

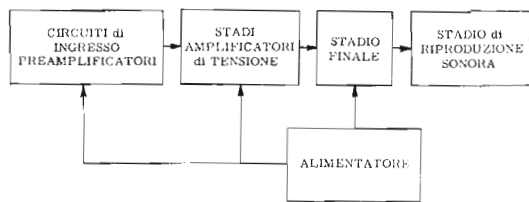



Fig. 1 - Schema a blocchi di un impianto amplificatore, generico, per amplificazione sonora. Ad ogni sezione sono affidati compiti particolari. Lo stadio alimentatore, comune a tutti gli altri, provvede a fornire tutte le tensioni necessarie al funzionamento delle valvole.

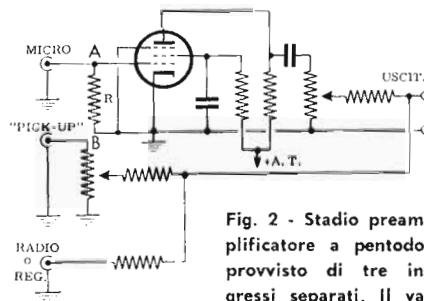



Fig. 2 - Stadio preamplificatore a pentodo, provvisto di tre ingressi separati. Il valore di R determina l'impedenza di ingresso tra A e B.

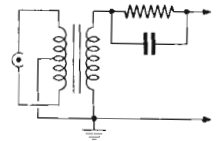



Fig. 3 - Adattatore di impedenza di ingresso a trasformatore, con linea esterna bilanciata rispetto a massa, grazie alla presa centrale sul primario.

tensione presente all'uscita di un sintonizzatore radio. Per consentire quindi un funzionamento uniforme degli stadi successivi dell'amplificatore, lo stadio d'entrata presenta spesso la possibilità di « sensibilità » diverse, vale a dire che molto spesso si hanno singoli circuiti preamplificatori, interposti tra una data presa d'entrata ed il resto del circuito, in modo che all'uscita dello stadio sia presente sempre un segnale a tensione media costante qualunque sia la sorgente di segnale che si utilizza.

L'unità successiva di amplificazione *di tensione*, comprende in genere diversi stadi a triodo o a pentodo (stadi detti intermedi), con accoppiamento RC. In alcuni casi tale tipo di accoppiamento viene sostituito con quello diretto, che consente il trasferimento più lineare delle diverse frequenze. Gli stadi intermedi con accoppiamento a trasformatore, una volta notevolmente diffusi, sono ora assai scarsamente impiegati, e ciò sia per ragioni di semplicità costruttiva, che per il maggior costo e la minore linearità di risposta che essi presentano.

L' accoppiamento a trasformatore veniva utilizzato soprattutto per la sua attitudine ad apportare un aumento di tensione del segnale, ottenuto mediante un adeguato rapporto di spire, in salita. Oggi, il coefficiente di amplificazione delle valvole è così elevato, che non si rende necessario tale ulteriore aumento della tensione del segnale.

Lo stadio finale, che conclude la serie di circuiti amplificatori, ha lo scopo essenziale di fornire *la potenza* necessaria a pilotare gli altoparlanti. Esso provvede quindi ad effettuare, più che un'amplificazione di tensione, un'amplificazione di potenza. Si può anzi affermare, che è tale stadio che determina, essenzialmente, il funzionamento dell'altoparlante, poichè tutti gli stadi precedenti hanno l'unico scopo di fornire una tensione di segnale sufficiente a pilotare lo stadio finale.

La sezione successiva comprende i trasduttori elettroacustici ed il trasformatore d'uscita. Lo scopo di quest'ultimo è, come è noto, di adattare l'impedenza di uscita della valvola finale (dell'ordine di alcune migliaia di ohm) a quella degli altoparlanti, in genere dell'ordine di pochi ohm. Lo stadio finale è, senza dubbio, quello più importante ai fini della qualità di riproduzione, per il fatto che la qualità dei suoi componenti incide in modo decisivo sulla curva di risposta complessiva dell'amplificatore. Specialmente il trasformatore d'uscita è, a questo proposito, un componente molto critico. La tecnica si sta orientando verso stadi finali con impedenza d'uscita il più possibile bassa e l'ideale sarebbe poter costruire altoparlanti con impedenza dell'ordine dei 500 o 1.000 ohm, in modo da poter collegare direttamente la bobina mobile dell'altoparlante come carico anodico dello stadio finale. Si riuscirebbe così ad eliminare il trasformatore di uscita, e tutte le distorsioni da esso determinate.

Lo stadio di alimentazione ha, ovviamente, lo scopo di fornire le varie tensioni necessarie al funzionamento degli stadi amplificatori veri e propri. In particolare, esso deve fornire una tensione continua dell'ordine di 300 volt (anche maggiore nel caso di amplificatori di grande potenza) e la tensione alternata necessaria per l'accensione dei filamenti; è, generalmente, composto da un trasformatore di alimentazione, da un circuito raddrizzatore a due semionde, ed infine da un circuito per il filtraggio della tensione anodica che deve essere, come avremo modo di esaminare più dettagliatamente in seguito, accurato.

Ora che conosciamo — nelle linee generali — le funzioni dei diversi stadi di un amplificatore, esaminiamo, per ogni stadio, i circuiti che si incontrano con maggiore frequenza.

CIRCUITI DI INGRESSO

Uno schema di stadio di ingresso per amplificatore di buona qualità è rappresentato alla **figura 2**. Si può notare che in esso sono presenti tre diverse entrate: una per microfono ad alta impedenza, una per il fonorivelatore ed infine una, utilizzabile sia per sintonizzatore che per registratore magnetico. E' altresì prevista una modifica che consente l'impiego di un microfono a bassa impedenza.

La caratteristica essenziale dello stadio d'ingresso che stiamo descrivendo è quella di essere dotato di una valvola preamplificatrice, un pentodo ad alto fattore di amplificazione ed a basso rumore (ad esempio una EF 86). Tale stadio, detto anche preamplificatore microfonico, viene usato solo nel caso in cui il segnale disponibile sia molto debole. Infatti, mentre l'entrata per il microfono va a collegarsi alla griglia della EF86, le altre due entrate sono unite direttamente

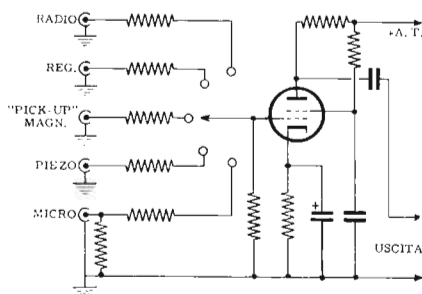



Fig. 4 - Stadio preamplificatore, provvisto di commutatore che permette di variare le caratteristiche di impedenza e di ingresso a seconda del tipo di segnale entrante.

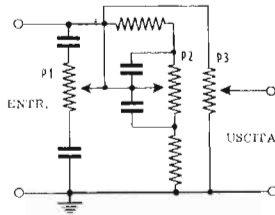



Fig. 5 · Tipico controllo di volume (P3) e di tono (P1 e P2), separato per le note alte e per le note basse, inseribile tra i morsetti di ingresso e la griglia del primo stadio.

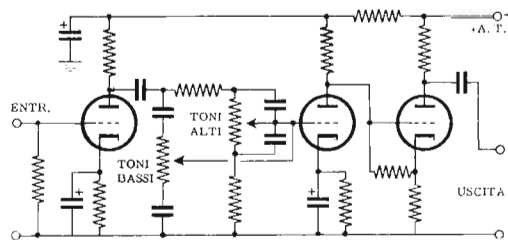



Fig. 6 - Preamplificatore di Bassa Frequenza, costituito da tre stadi. In questo caso, il doppio controllo di tono è inserito tra il primo ed il secondo stadio. L'accoppiamento tra il secondo ed il terzo stadio è del tipo diretto (massima linearità).

all'uscita dello stadio. I segnali provenienti da radio, fono e magnetofono non vengono quindi preamplificati, mentre il segnale più debole viene portato, mediante la EF86, ad un'ampiezza dell'ordine degli altri citati.

L'impedenza di ingresso del canale microfonico è determinata essenzialmente dal valore della resistenza *R*. L'entrata è prevista per un microfono a cristallo, e poichè tale microfono ha un'impedenza prevalentemente capacitiva, dell'ordine dei 2.000 pF, per evitare il verificarsi di una forte attenuazione alle frequenze basse occorre che il valore di *R* sia elevato. Con una resistenza da 1,5 Mohm si avrebbe ancora, alla frequenza di 100 Hz, un'attenuazione di circa ⅓; si è scelto quindi, per *R*, un valore di 10 Mohm, il che consente un buon funzionamento anche alle frequenze basse. Volendo usare un microfono a bassa impedenza, la parte di circuito che sta tra l'entrata microfonica e la valvola deve essere sostituita col circuito rappresentato alla **figura 3**.

Il trasformatore è del tipo con rapporto in salita, ed i suoi terminali esterni devono essere il più possibile brevi, onde evitare ronzio e perdite alle frequenze elevate.

Un altro circuito di ingresso è illustrato alla **figura 4**. Sono previste cinque entrate differenti, delle quali due per fonorivelatore (magnetico e piezoelettrico), una per microfono, una per registratore magnetico ed una per sintonizzatore. In questo caso tutti i segnali vengono applicati direttamente alla prima valvola amplificatrice di tensione, e quindi l'unica differenza tra i diversi canali deriva dalle resistenze che determinano l'impedenza d'ingresso.

L'AMPLIFICAZIONE DI TENSIONE

Talora il circuito di ingresso comprende anche i controlli di tono, che in altri casi sono invece presenti nei successivi stadi di amplificazione di tensione. Alla **figura 5** è rappresentato il circuito di ingresso di un amplificatore ad entrata unica, con doppio controllo di tono. Il potenziometro *P*1 determina il responso dello amplificatore alle note alte, mentre il potenziometro *P*2 agisce sulle note basse. Vedremo più avanti il principio di funzionamento dei controlli di tono. Il potenziometro *P*3 regola la tensione del segnale complessivo che si applica alla griglia della prima valvola, e serve quindi da controllo di volume.

Ai circuiti di ingresso seguono, come abbiamo visto, diversi stadi che provvedono ad un'amplificazione di tensione. Il numero di tali stadi dipende sia dalla qualità dell'amplificatore, sia dalla sensibilità totale che si vuole ottenere. Infatti, con le valvole moderne è possibile, con un solo stadio raggiungere già una discreta amplificazione. Tuttavia, negli amplificatori di alta classe, si preferisce distribuire l'amplificazione di tensione in diversi stadi successivi, poichè, quando si vuole pervenire ad una forte amplificazione con un solo stadio, peggiora la qualità della riproduzione, venendosi ad introdurre, come vedremo in una lezione prossima, due tipi di distorsione.

Alla **figura 6** è rappresentato lo schema di un amplificatore di tensione. Esso è costituito da tre triodi, disposti in cascata. Tra il primo ed il secondo triodo si trovano due circuiti di controllo di tono, che agiscono separatamente sui toni alti e su quelli bassi.
L'accoppiamento tra il primo ed il secondo triodo avviene mediante questi circuiti, ed è quindi del tipo *RC*. L'accoppiamento tra il secondo ed il terzo triodo è invece del tipo diretto, poichè in tal modo si ottiene una maggiore linearità nel trasferimento del segnale.

Il circuito della **figura 6** è adatto a seguire uno stadio di ingresso sprovvisto di controlli di tono, del tipo di quello della figura 2 o della figura 4. Per circuiti di ingresso già provvisti di controllo di tono, quale ad esempio quello di figura 5, è più adatto invece il circuito di **figura 7**.

In esso rileviamo due soli stadi amplificatori di tensione disposti in cascata, utilizzanti i due triodi della ECC83, e non si hanno particolarità degne di nota, se si eccettua l'uscita di catodo del secondo triodo, che consente un abbassamento dell'impedenza di uscita. Ciò è vantaggioso perchè i collegamenti ad alta impedenza determinano sempre una attenuazione delle frequenze alte, causata dalla capacità parassita.

Negli amplificatori, assume particolare importanza la componente capacitiva della resistenza di entrata dei singoli stadi, specialmente per quanto riguarda i circuiti di amplificazione ed i primi stadi di amplificazione di tensione. Questa capacità è sempre determinata dalla somma della capacità interelettrodica della valvola e della capacità parassita del collegamento facente capo alla griglia. Non sono, infatti, presenti condensatori di fuga verso massa, poichè il loro effetto si tradurrebbe — dato che l'impedenza di entrata è in ge-

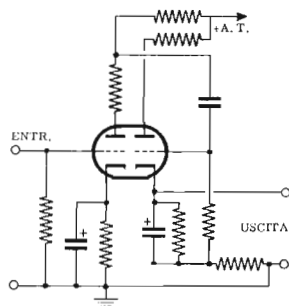



Fig. 7 - Stadio preamplificatore a doppio triodo, nel quale la seconda sezione viene impiegata con uscita catodica, ossia a bassa impedenza.

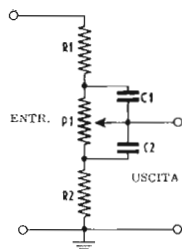



Fig. 8 - A - Sezione del controllo di tono per le sole note alte. I valori tipici sono: R1 = 0,1 Mohm; P1 = 1 Mohm; R2 = 10 kohm; C1 = 1.000 pF; C2 = 10.000 pF.

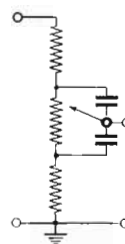



Fig. 8-B - In questa posizione si ha la massima attenuazione delle note alte.

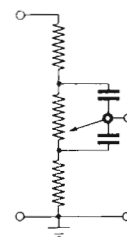



Fig. 8-C - In questa posizione si ha la massima esaltazione delle note alte.

nere elevata — in una forte attenuazione delle frequenze alte.

Per abbassare il più possibile la capacità dei collegamenti, è opportuno che questi siano il più possibile brevi, e schermati solo quando ciò è strettamente necessario. I collegamenti con cavo schermato presentano, infatti, come è facilmente intuibile, una forte capacità distribuita verso massa. Per quanto riguarda la capacità interelettrodica della valvola, occorre distinguere tra il caso dei pentodi ed il caso dei triodi.

Nei confronti dei pentodi, la capacità d'entrata è pari alla somma tra la capacità griglia controllo - catodo e la capacità griglia controllo - griglia schermo. Essa non è quindi influenzata dal circuito di placca, ed in particolare dalla sua impedenza. Con i triodi, invece, la capacità di ingresso è pari alla somma della capacità griglia - placca e griglia - catodo. La capacità totale che ne risulta è molto più elevata di quella dei pentodi, poichè la capacità griglia - placca, data la forte differenza di potenziale tra questi due elettrodi, è molto più alta di quella di griglia - griglia schermo. Inoltre, essa risulta proporzionale al coefficiente di amplificazione della valvola, e determina quindi forti perdite alle frequenze elevate nei triodi ad alto μ.

Per questa ragione, il primo stadio di amplificazione, faccia esso parte del circuito d'ingresso (preamplificatore) oppure degli stadi di amplificazione di tensione, è quasi sempre ottenuto mediante un pentodo, anzichè mediante un triodo. I successivi stadi di amplificazione sono invece provvisti quasi sempre di triodi, poichè l'impedenza di ingresso è, in questo caso, più bassa e di conseguenza, gli effetti della capacità interelettrodica della valvola sono meno gravi. Inoltre, i triodi presentano il vantaggio di una maggiore semplicità dei circuiti, e introducono un minor rumore.

CONTROLLO DI TONALITA'

I controlli di tono attualmente più diffusi vengono ottenuti — ripetiamo — con due circuiti separati, uno dei quali agisce solo sulle note basse, e l'altro solo sulle note alte. Alla **figura 8-A** è rappresentato un circuito per il controllo dei toni bassi, che consiste in un potenziometro *P*1 in serie a due resistenze *R*1 ed *R*2 ed in parallelo ai due condensatori *C*1 e *C*2 i quali formano, con due lati della resistenza variabile, un circuito a ponte. Le due resistenze fisse ed i due condensatori sono nello stesso rapporto fra di loro. Quando il cursore del potenziometro è nella posizione della figura 8-**B**, si ottiene la massima esaltazione delle frequenze basse, mentre nella posizione della figura 8-**C** si ottiene la massima attenuazione. Ciò è chiaro, se immaginiamo per un istante di trascurare l'effetto dei due condensatori: si ha allora un partitore di tensione interamente a resistenza dal quale si preleva un segnale massimo nel caso B e minimo nel caso nel caso C.

Effettivamente, i condensatori, dato il loro valore, non hanno nessuna azione sui toni bassi; la loro azione si limita a cortocircuitare verso massa i toni alti, in modo che questi non vengano influenzati dalla posizione del potenziometro *P*1.

Un circuito per il controllo dei toni alti è indicato alla **figura 9**. Anch'esso funziona come un normale partitore di tensione, la cui tensione di uscita viene prelevata sul cursore del potenziometro *P*2. Il condensatore *C*3, di capacità piuttosto bassa, ha lo scopo di impedire il passaggio delle frequenze basse, e quindi la posizione del cursore di *P*2 ha influenza, praticamente, solo sui toni più alti.

Unendo il circuito di figura 8-A con il circuito di figura 9 si ottiene il caso più classico di doppio controllo di tono, con regolazione separata degli alti e dei bassi. Esso viene utilizzato in moltissimi amplificatori, incorporato nello stadio di ingresso. Un esempio è stato riportato alla figura 5.

Oltre a questi circuiti di regolazione, ne esistono moltissimi altri, ma il principio di funzionamento è sempre il medesimo, essendo basato sull'effetto di partitori variabili di tensione che agiscono ad un solo estremo della gamma delle frequenze udibili. Un diverso tipo di controllo di tono è quello che si può ottenere nei circuiti di controreazione; questo sistema verrà preso in considerazione nella lezione dedicata particolarmente a quest'ultimo argomento.

LO STADIO FINALE

E' questo uno degli stadi più importanti negli amplificatori di Bassa Frequenza. Nel caso degli amplificatori di piccola potenza, inferiore a 5 watt, lo stadio finale è formato da una sola valvola amplificatrice di potenza. Questo è il tipo di stadio finale più diffuso nella

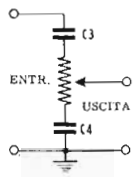



Fig. 9 - Controllo di tono per sole note basse. Agisce come un controllo di volume nei confronti delle sole frequenze inferiori ad un dato valore.

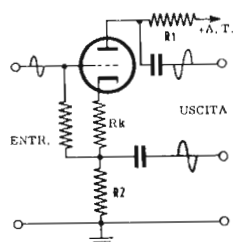



Fig .10 - Stadio invertitore di fase del tipo « catodina ». Il segnale viene prelevato contemporaneamente sulla placca e sul catodo.

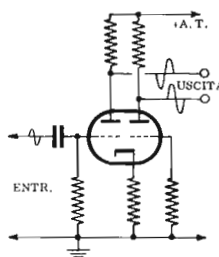



Fig. 11 - Stadio invertitore di fase a doppio triodo, con accoppiamento dovuto ad un catodo in comune. I segnali presenti sulle due placche sono sfasati di 180° tra loro.

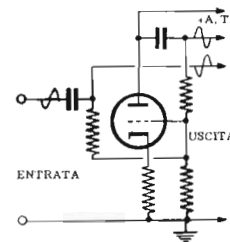



Fig. 12 - Stadio invertitore a triodo, del tipo anodico. La controreazione riduce il guadagno all'unità; le 2 uscite risultano sfasate e simmetriche.

sezione a Bassa Frequenza degli apparecchi radio, nelle valigette fonografiche, e nei registratori magnetici, specialmente se si tratta di apparecchi di serie.

Negli apparechi di alta classe invece, come pure nella maggior parte degli amplificatori di potenza, lo stadio finale è costituito da due valvole amplificatrici disposte in controfase. Si ottiene in tal modo una maggiore potenza di uscita, unita ad una minore distorsione. Già abbiamo visto, in una lezione precedente, che per il funzionamento di uno stadio amplificatore in controfase è necessario disporre del segnale di pilotaggio nella duplice posizione di fase (180° tra una fase e l'altra). Vediamo ora con quali metodi si possa pervenire a questa « inversione di fase ».

Circuiti invertitori di fase

Uno dei metodi più evidenti nella tecnica del funzionamento — che già abbiamo preso in considerazione precedentemente — consiste nell'impiego di un trasformatore sul cui primario si invia il segnale che si vuole spostare di fase di 180°. Il secondario è simmetrico, con la presa al centro, ed alle due prese estreme si ottengono quindi due segnali di eguale forma ed ampiezza, sfasati nell'angolo desiderato.

Tale sistema, in passato molto usato, è oggi in gran parte abbandonato, e vi si ricorre solo in quei casi nei quali si richiede una forte potenza di pilotaggio.

Si preferisce, per semplicità, economia e migliore curvi di risposta, usufruire di un altro sistema di inversione di fase, sistema che potremmo definire elettronico, ottenuto, in genere, mediante impiego di un triodo.

Tra gli invertitori elettronici, il più noto è, senza dubbio, il circuito così detto « catodina », di cui vediamo un esempio alla **figura 10**. Per comprendere il principio di funzionamento occorre ricordare, e il lettore dovrebbe ormai ben saperlo, che, in una valvola elettronica, il segnale che si ottiene sulla placca è in opposizione di fase rispetto a quello che si invia sulla griglia, mentre quello che si ottiene sul catodo è in fase con quello sulla griglia. Se inviamo quindi il segnale (che dovrà pilotare uno stadio in contròfase) sulla griglia di un triodo, otteniamo sulla placca e sul catodo due segnali invertiti di fase tra loro.

Ciò però non è sufficiente, in quanto detti segnali devono avere eguale ampiezza, se si vuole il funzionamento dello stadio successivo perfettamente simmetrico.

Per ottenere che anche questa condizione si verifichi, basta fare in modo che la resistenza di placca e la resistenza presente in serie al catodo siano eguali tra loro. In tal modo, poichè la corrente che le percorre è la medesima, essendo la stessa che percorre la valvola, anche le tensioni che si ottengono ai loro capi sono eguali tra loro.

Come si nota nella figura 10, in serie al catodo è presente un'altra resistenza, di valore minore, che però prende parte minimamente alla ripartizione del segnale. Si tratta della resistenza che determina la tensione di polarizzazione. Il suo valore è talmente basso rispetto a quello delle due resistenze di carico, che l'influenza esercitata sull'ampiezza dei due segnali eguali e simmetrici risulta trascurabile.

Un altro tipo di invertitore di fase elettronico è quello cosiddetto « per accoppiamento di catodo ». Un esempio classico è rappresentato alla **figura 11.** Tale circuito, oltre che da invertitore funziona anche da amplificatore, necessitando però, per il suo funzionamento, di un doppio triodo. Il segnale viene applicato alla griglia del primo triodo, mentre la griglia del secondo triodo è, praticamente, a massa. I segnali in opposizione di fase vengono prelevati, amplificati, sulle placche.

Vediamo ora come ciò sia possibile. Supponiamo di applicare alla griglia del primo triodo una semialternanza positiva: sulla placca del triodo stesso sarà presente una semialternanza, amplificata, negativa. Ciò perchè, come già detto, il segnale in placca è in opposizione di fase rispetto a quello di griglia. Contemporaneamente, sul catodo del primo triodo — e quindi anche su quello del secondo, dato che usufruiscono di una resistenza comune — si ottiene una semialternanza in fase con quella di griglia, ossia positiva.

Il secondo triodo funziona come amplificatore con griglia a massa, e quindi il segnale viene applicato sul catodo. Uno stadio di questo tipo, sul cui catodo venga applicata una semialternanza positiva, si comporta come uno stadio di tipo normale sulla cui griglia viene applicata una semialternanza negativa, Infatti, rendere più positivo il catodo è, a tutti gli effetti, come rendere più negativa la griglia. In conseguenza di ciò, sulla placca del secondo triodo si ottiene un segnale costituito da una semialternanza contraria a quella equivalente di griglia, ossia positiva. L'amplificazione introdotta da questo secondo triodo è eguale a quella

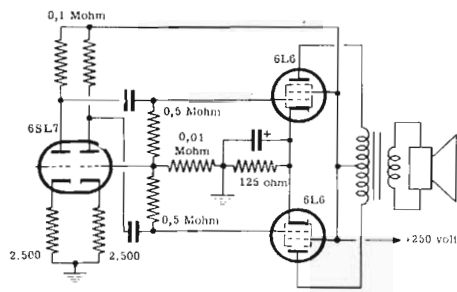



Fig. 13 - Amplificatore finale di potenza, funzionante in classe A1, con stadio pilota a doppio triodo. La griglia del secondo triodo riceve una parte del segnale di placca del primo, ridotta tenendo conto dell'amplificazione che il triodo stesso introdurrà. In tal modo i due segnali per le griglie delle 6L6 sono eguali e sfasati.

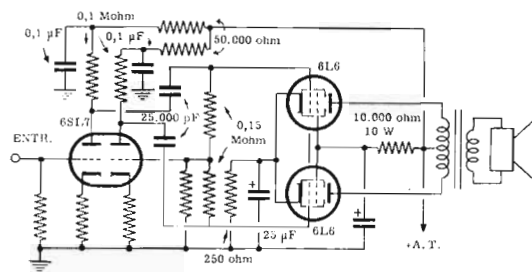



Fig. 14 - Amplificatore finale di potenza, funzionante in classe AB1, con stadio pilota analogo al precedente. Consente una maggiore potenza di uscita, grazie alla più elevata tensione anodica. Lo stadio pilota e le griglie schermo delle valvole finali, sono opportunamente disaccoppiati nel circuito di alimentazione.

del primo, essendo identiche le condizioni di lavoro.

Otteniamo pertanto, sulle placche dei due triodi, segnali di eguale ampiezza ed in opposizione di fase.

Un terzo circuito invertitore di fase, che si incontra frequentemente negli amplificatori, è quello indicato alla **figura 12**. Esso viene denominato « invertitore anodico », poichè il segnale sfasato di 180° viene prelevato sulla placca del triodo invertitore. Il suo principio di funzionamento è il seguente: uno dei segnali viene prelevato direttamente, così come entra nel circuito, (via diretta) mentre l'altro viene prelevato, invertito di fase, sulla placca di un triodo alla cui griglia viene applicato il segnale diretto. In sostanza, i due segnali in opposizione di fase vengono prelevati l'uno sulla griglia e l'altro sulla placca di un medesimo triodo, e sono quindi sfasati tra di loro di 180°.

Potrebbe sembrare che, poichè il triodo introduce una certa amplificazione, i segnali siano sì in opposizione di fase, ma non abbiano la stessa ampiezza. Viceversa, dato che in questo circuito è presente una controreazione che, come sappiamo, riduce il coefficiente di amplificazione dello stadio, è possibile determinare in modo opportuno i componenti, ed in particolare la resistenza in serie al condensatore di accoppiamento, in modo che il guadagno si riduca ad 1, ossia che non si ottenga amplificazione.

Stadi finali in controfase

Gli amplificatori audio devono fornire una potenza considerevole con una bassa percentuale di distorsione. Questi due fattori sono tra loro contrastanti poichè, in uno stadio amplificatore, la distorsione normalmente aumenta con l'aumentare della potenza erogata. La distorsione può essere ridotta notevolmente — come sappiamo — impiegando stadi finali in controfase. Ciò per le due ragioni che qui ricapitoliamo:

1) la potenza totale erogata da due valvole collegate in controfase è superiore al doppio della potenza ottenibile da una sola valvola dello stesso tipo. Si può quindi far funzionare le due valvole in condizioni di lavoro migliori di quelle corrispondenti alla massima potenza ottenibile.
2) A parità di condizioni di lavoro, la distorsione introdotta da uno stadio finale in controfase è inferiore di circa 5 volte a quella introdotta da uno stadio finale singolo. Supponiamo, ad esempio, che una valvola finale possa fornire, da sola, una potenza massima di 5 watt, con una distorsione del 10%. Utilizzando due valvole dello stesso tipo, disposte in controfase, si può ottenere facilmente una potenza tripla, ossia di circa 15 watt, con una percentuale di distorsione dell'ordine del 2%.

Consideriamo ora i diversi vantaggi degli stadi amplificatori di potenza in controfase, esaminando particolarmente i motivi tecnici che li determinano.

La potenza di uscita superiore al doppio di uno stadio finale ad una sola valvola si ottiene per il fatto che è possibile lavorare con tensioni di segnale, applicate alla griglia controllo, notevolmente superiori alle massime consentite per poter lavorare nel tratto lineare della caratteristica delle valvole. Gli stadi in controfase funzionano infatti, in generale, in classe *AB*.

La minore distorsione è dovuta al fatto che, nel trasformatore di uscita, i segnali provenienti dalle due valvole si sommano in modo tale che, dato il loro sfasamento, la distorsione dell'uno viene compensata da quella dell'altro. Inoltre, la risposta di un amplificatore in controfase alle frequenze basse risulta notevolmente migliore che non quella di un amplificatore ad una sola valvola. In questo caso — infatti — le componenti continue delle correnti anodiche delle valvole circolano — come sappiamo — in senso opposto tra loro, e quindi i due flussi magnetici si annullano reciprocamente. Il nucleo del trasformatore d'uscita lavora, perciò, in condizioni lontane da quelle di saturazione. La induttanza primaria risulta elevata, e ciò significa — come è noto — che la risposta si estende maggiormente dal lato delle frequenze basse.

Il ronzio a 100 Hz (derivante dalla frequenza rete) determina una interferenza particolarmente sgradevole nel segnale di uscita. La componente alternata ancora presente nella tensione anodica causa meno ronzio negli amplificatori in controfase che non negli amplificatori ad una sola valvola. Le due valvole vengono infatti alimentate dalla medesima tensione continua, applicata alla presa centrale del primario del trasformatore di uscita. La magnetizzazione determinata da queste alternanze parassite si manifesta nelle due sezioni dell'avvolgimento primario in senso opposto, così che la risultante ne è nulla, e nel secondario non si ha alcuna traccia della componente alternata di ronzio.

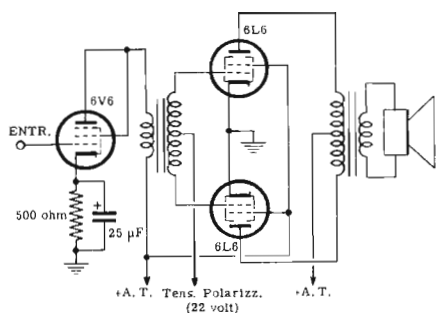



Fig. 15 - Stadio finale funzionante in classe AB2, con stadio pilota costituito da una valvola di potenza. L'accoppiamento deve essere a trasformatore. Consente elevata potenza di uscita.

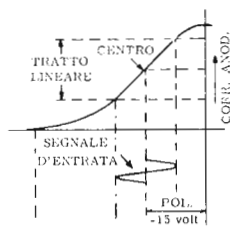



Fig. 16 - A - Funzionamento di uno stadio finale in classe A1 (minima polarizzazione e minima potenza).

Fig. 16 - B - Funzionamento in classe AB1: la polarizzazione, e la potenza ottenibile, hanno valori medi.

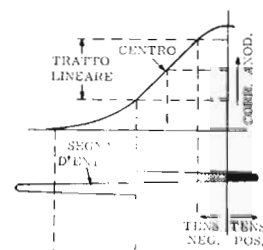



Fig. 16 - C - Nel funzionamento in classe AB2, si ha la massima potenza con la massima polarizzazione di griglia.

Classi di amplificazione in controfase

Sebbene questo argomento sia già stato elaborato, non è male riesaminarlo succintamente nei confronti della amplificazione finale in Bassa Frequenza.

Le classi di funzionamento più comuni negli stadi in controfase sono la classe *A* e la classe *AB*. Ricordiamo ancora che la differenza essenziale tra esse sta nel fatto che, mentre il segnale applicato all'ingresso degli stadi in classe *A* è tale da non superare il tratto rettilineo delle caratteristiche delle valvole, quello applicato all'ingresso degli stadi in classe *AB* può anche superare tali limiti. La classe *AB* si divide, a sua volta, in *AB*1 ed *AB*2. Nella prima il segnale non rende mai la griglia positiva, mentre ciò avviene nella seconda.

La scelta tra queste classi di amplificazione viene determinata soprattutto in base alla potenza di uscita richiesta, ed alla percentuale di distorsione consentita. Ad esempio, utilizzando due valvole 6L6 in classe *A*, si può ottenere una potenza di uscita dell'ordine di 15 watt. Utilizzando invece le stesse valvole in classe *AB*1, tale potenza può salire fino a 30 watt. In classe *AB*2 la potenza può aumentare ancora, giungendo ai 50 watt. La percentuale di distorsione aumenta però anch'essa, nello stesso ordine.

Come abbiamo detto, la differenza essenziale tra le diverse classi di amplificazione in controfase è determinata dalle diverse ampiezze dei segnali di ingresso. Tuttavia, per ragioni tecniche che ora illustreremo, si utilizzano anche diverse polarizzazioni di griglia e diverse tensioni di placca e di griglia schermo. Le **figure 13, 14** e **15** rappresentano i tre tipi di circuiti di amplificazione, nel caso in cui le valvole finali siano due 6L6. La **figura 16 - A, B** e **C** indica invece il punto di lavoro e l'ampiezza dei segnali di ingresso nel caso dei tre circuiti anzidetti. Come si può notare, nella classe A la tensione di griglia è di —15 V, ossia è tale da determinare un punto di lavoro della valvola esattamente centrale rispetto al tratto rettilineo della curva caratteristica. Inoltre, l'ampiezza del segnale che si applica all'ingresso è tale da non superare il tratto rettilineo. In tali condizioni, esiste una parte della corrente di placca che non viene mai modulata. Si tratta della corrente al di sotto del valore I_m, ossia della corrente che corrisponde alle tensioni di griglia inferiori a —22 volt.

L'amplificazione in classe **A** consente un'uscita con distorsione molto bassa. La potenza di uscita non è però molto elevata, dato che, come abbiamo visto, solo una parte della corrente anodica viene modulata dal segnale. Il rendimento di tale stadio non è quindi elevato, poichè la corrente di fondo, al di sotto del valore I_m, si deve considerare completamente inutilizzata. Alla figura 13, possiamo notare anche che il valore della tensione di griglia schermo è, nel caso della classe A, eguale a quello della tensione di placca.

Nel caso della classe AB1 invece, dato che la tensione anodica viene aumentata di oltre 100 V, onde evitare una corrente di placca troppo elevata, che farebbe entrare in saturazione la valvola già a tensioni di griglia controllo basse, si introduce una resistenza che abbassa la tensione della griglia schermo di un centinaio di volt. In questo modo si evita il determinarsi di una forte corrente di griglia schermo. Un'altra differenza notevole tra la classe *AB*1 e la classe *A*, è data dalla presenza di una diversa resistenza di catodo. Essa sale infatti dai 125 ohm della classe *A* a 250 della classe *AB*1, determinando in tal modo una polarizzazione base più negativa.

La ragione di ciò non è che una conseguenza dell'applicazione, all'ingresso, di un segnale di ampiezza maggiore. Infatti, come già accennato, nella classe *AB*1 il segnale di ingresso, pur potendo uscire dal tratto rettilineo della caratteristica, non deve mai rendere positiva la griglia controllo. L'ampiezza massima, da picco a picco, del segnale che si può applicare alla griglia, senza che questa diventi positiva, è pari al doppio della tensione base di polarizzazione. Nel caso della figura 16-B, dato che la polarizzazione per la classe *AB*1 ammonta a —22 volt, tale tensione è di 44 volt picco a picco.

Con uno stadio in controfase in classe *AB*1 la distorsione è maggiore che non nel caso di uno stadio in controfase in classe *A*. Comunque, le distorsioni dei segnali provenienti dalle due valvole si annullano a vicenda e quindi, complessivamente, si ha una percentuale di distorsione inferiore al 3%.

Il funzionamento della classe *AB*2 è nettamente diverso da entrambi i precedenti. La sua caratteristica essenziale è, come si può notare alla figura 16-C, la presenza di un segnale di ingresso molto ampio, e tale da rendere la griglia positiva, durante i picchi dei suoi semiperiodi positivi. In conseguenza di ciò, durante un certo intervallo di tempo, si ha la presenza di una corren-

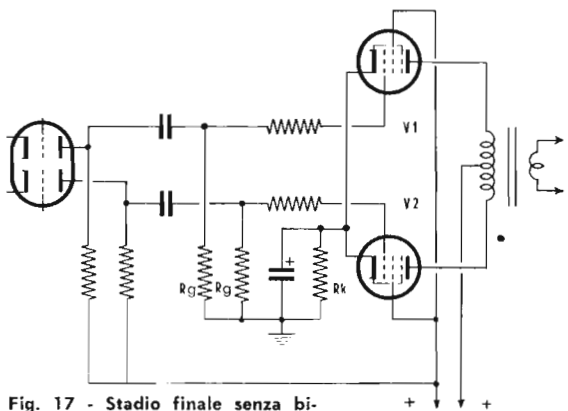



Fig. 17 - Stadio finale senza bilanciamento tra V_1 e V_2. Uno squilibrio tra le correnti provoca distorsioni.

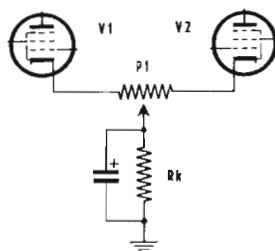



Fig. 18 - Metodo per bilanciare le correnti anodiche del circuito di fig. 17, compensando così eventuali differenze nelle caratteristiche delle valvole.

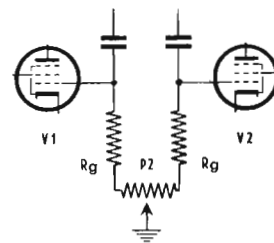



Fig. 19 - Metodo per bilanciare i due segnali di ingresso (schema di fig. 17) di un amplificatore in controfase, che completa il bilanciamento delle correnti anodiche.

te di griglia. Dato che la presenza di una corrente nel circuito di griglia controllo significa che si ha in esso una certa dissipazione di potenza, occorre che gli stadi in classe *AB2* vengano pilotati da una valvola di potenza. Nel caso di figura 15, tale valvola (6V6) può fornire, anche collegata a triodo, circa 2 watt.

Un'altra caratteristica importante è che, non esistendo sistemi che permettono, a potenze così elevate, un'inversione di fase di tipo elettronico, si ricorre in genere all'inversione a trasformatore. La polarizzazione di griglia, inoltre, viene ottenuta generalmente applicando su di essa una tensione negativa rispetto a massa, appositamente ricavata dallo stadio di alimentazione. Si tratta di un sistema di polarizzazione fissa a suo tempo studiato. La tensione di polarizzazione è, anche in questo caso, scelta in modo da permettere la massima ampiezza del segnale applicato alla griglia. Nel caso illustrato alle figure 15 e 16, essa è di —22 volt. Una tensione ancora più negativa non sarebbe vantaggiosa poichè durante i semiperiodi negativi, il segnale bloccherebbe completamente la valvola; si avrebbe, oltre che una forte distorsione, una diminuzione della potenza di uscita.

Bilanciamento degli stadi finali in controfase

Prendiamo in considerazione lo schema di **figura 17.** Esso rappresenta un caso tipico di stadio amplificatore finale in controfase, impiegante due valvole EL84, precedute da un triodo invertitore di fase. Per ottenere lo optimum delle prestazioni, è necessario prendere alcune precauzioni sia nella scelta dei componenti da impiegare, che nella progettazione del circuito. E' infatti facile comprendere come, nel circuito in controfase, le due valvole finali debbano funzionare, per poter dare buoni risultati, in modo del tutto simmetrico.

Anche supponendo che le due EL84 siano perfettamente eguali come caratteristiche interne, una dissimmetria può nascere sia da una diversità delle resistenze di griglia che da un funzionamento non perfettamente simmetrico dello stadio invertitore. Per evitare il verificarsi di tali circostanze, si ricorre a dispositivi a potenziometro, atti ad ottenere un perfetto bilanciamento.

Supponiamo dapprima che, essendo lievemente diverse fra loro le caratteristiche di funzionamento delle due valvole finali, le correnti di placca (e di catodo) di tali valvole siano, in assenza di segnale di griglia, diverse tra loro. Si sostituisce allora la resistenza di catodo, comune alle due valvole, con una resistenza fissa ed un potenziometro, disposti secondo quanto indicato alla **figura 18**. Il potenziometro *P1* deve avere un valore molto basso (di circa 20 ohm), in modo che si possa lasciare invariato il valore di R_K. Per ottenere l'effetto di bilanciamento è sufficiente spostare il cursore del potenziometro verso la valvola percorsa da corrente minore. In tal modo, la resistenza di catodo diminuirà, aumentando così la corrente, mentre la resistenza di catodo dell'altra valvola contemporaneamente aumenterà, determinando in essa un minore flusso di corrente. Disponendo due milliamperometri in serie alle due valvole, è facile regolare il cursore sino ad ottenere che la corrente sia eguale.

Col metodo precedente si perviene ad equilibrare lo stadio, posto però che la tensione dei segnali in opposizione di fase sia eguale. Se ciò non si verifica, occorre introdurre un altro dispositivo per equilibrare i segnali all'ingresso. A questo scopo, il circuito di griglia va modificato come alla **figura 19**. Anche qui il valore del potenziometro non deve essere molto alto, rispetto alle resistenze *Rg*. Il suo valore migliore è di circa 1/10 di *Rg*.

Supponiamo che il segnale presente sulla griglia di *V1* sia più elevato. Basta allora spostare il cursore del potenziometro verso tale valvola. In tal modo la resistenza di griglia diminuisce, e quindi la percentuale di segnale che si preleva dal partitore costituito dal condensatore di accoppiamento e dalla resistenza stessa, diminuisce. Contemporaneamente, aumenta la resistenza di griglia di *V2*, e con essa il segnale applicato a tale valvola. Anche qui si tratta di regolare la posizione del cursore del potenziometro fino a che le due tensioni di segnale siano eguali. Naturalmente, per poter effettuare questa regolazione, occorre che all'ingresso dell'amplificatore venga applicato un qualunque segnale a Bassa Frequenza, ottenuto da un generatore adeguato. Tale generatore può essere tanto del tipo descritto alla lezione 107ª, quanto del tipo già visto, a tensioni calibrate. Per la regolazione del potenziometro nel circuito di catodo, non si deve applicare all'ingresso dell'amplificatore alcun segnale, poichè si tratta di regolare le correnti di riposo delle due valvole finali.

COSTRUZIONE di un GENERATORE di BASSA FREQUENZA

Iª PARTE: DESCRIZIONE e COSTRUZIONE

Allorchè ci siamo occupati dei vari circuiti adatti alla produzione di oscillazioni di Bassa Frequenza (pagina 535), abbiamo visto che — a parte la diversità dei valori in gioco — è possibile produrre dette oscillazioni con i medesimi circuiti con i quali si producono oscillazioni ad Alta Frequenza. Abbiamo inoltre esaminato, sommariamente, il funzionamento del circuito oscillatore a « ponte di Wien », mediante il quale si ha un funzionamento su una gamma di frequenze molto ampia, e tale che, assegnando determinati valori ai componenti *R* e *C*, è possibile ottenere un rapporto elevato tra le frequenze dell'estremo superiore e quelle dell'estremo inferiore di ogni gamma.

Il circuito ora citato è risultato suscettibile di diverse modifiche, mediante le quali si è riusciti a realizzare tipi diversi di oscillatori di Bassa Frequenza, in ogni caso, senza ricorrere all'impiego di induttanze nel circuito stesso.

E' stata citata l'importanza dell'inclusione nel circuito di una particolare resistenza (in pratica il filamento di una lampadina), il cui compito, grazie alla variazione di resistenza del filamento al variare dell'intensità della corrente che lo percorre, consiste nel mantenere uniforme l'ampiezza del segnale prodotto, al variare della frequenza.

Come si è testè detto, esistono vari tipi di circuiti del genere « ponte di Wien », la maggior parte dei quali consente l'esplorazione di diverse gamme (con rapporto tra i valori estremi di ciascuna di esse generalmente pari a 10); le gamme possono venire di volta in volta inserite mediante un commutatore. L'esplorazione di solito è compiuta mediante un doppio condensatore variabile, analogo a quelli che si usano nei circuiti supereterodina per la sintonia e per la conversione di frequenza, oppure mediante un doppio potenziometro. Entrambi i sistemi hanno il vantaggio di consentire l'esplorazione della gamma senza soluzione di continuità, in quanto, ruotando semplicemente la manopola di comando del condensatore variabile, o del potenziometro, opportunamente demoltiplicata, è possibile ottenere qualsiasi frequenza entro la gamma. Si presenta, tuttavia, un inconveniente, dovuto alla difficoltà di lettura. Infatti, dal momento che la lettura viene eseguita su di un unico quadrante graduato — mediante un indice che viene fatto corrispondere alla frequenza voluta — sia per inevitabili inesattezze di carattere meccanico, sia per il noto errore di parallasse, è sempre probabile che la frequenza indicata dall'indice differisca dalla frequenza effettiva per una elevata percentuale. Se a ciò si aggiunge il fatto che i valori riportati sul quadrante sono anch'essi subordinati ad una percentuale di errore, l'errore totale risultante sulla frequenza di lettura è spesso maggiore del previsto.

Nel circuito che qui presentiamo — come vedremo tra breve più dettagliatamente — questo inconveniente è stato eliminato in quanto la sintonia, ossia la scelta della frequenza, viene effettuata esclusivamente mediante commutatori. Nonostante ciò, è da notare che, concettualmente, questo generatore è analogo agli altri tipi, in quanto l'alimentazione, l'amplificazione, l'attenuazione del segnale prodotto, e gli attacchi di uscita, sono pressochè convenzionali.

Le prestazioni sono tali da assicurare una stabilità ed una precisione più che sufficienti per le normali esigenze di laboratorio, e precisamente per la messa a punto di stadi di amplificazione di Bassa Frequenza, nonchè per il rilevamento delle curve di risposta sia di singoli stadi, che di tutto un complesso di amplificazione.

Come si noterà nel testo relativo all'impiego di questo strumento, esso è di notevole semplicità. Mediante la rotazione di due sole manopole è possibile ottenere qualsiasi valore della frequenza del segnale, compreso entro i limiti della gamma disponibile. Inoltre, la presenza di un attenuatore tarato e di uno strumento di lettura diretta dell'ampiezza del segnale di uscita, consente il rilievo della curva di responso col metodo detto « per punti ».

Con l'aiuto di un semplice distorsiometro, che — come vedremo — può essere facilmente autocostruito, è possibile anche effettuare misure di distorsione.

Caratteristiche generali

Gamma di frequenze	da 10 a 100.000 Hz.
Controllo di frequenza	Mediante commutatori, con i quali è possibile stabilire le prime due cifre significative del valore di frequenza desiderato, ed un fattore di moltiplicazione.
Precisione di frequenza	± 5%
Gamma di tensioni di uscita	Da 0 a 10 volt (alta impedenza, 10 kohm min.) Da 0 a 3 volt (alta impedenza, 10 kohm min.) Da 0 a 1 volt Da 0 a 0,3 volt Da 0 a 0,1 volt Da 0 a 0,03 volt Da 0 a 0,01 volt Da 0 a 0,003 volt (Su carico di 600 ohm circa)
Impedenza della sorgente	Gamma 0-10 volt: tra 0 e 1.000 ohm Gamma 0-3 volt: tra 800 e 1.000 ohm Gamma 0-1 volt: 600 ohm (con carico esterno) e 290 ohm (con carico interno)
Gamma in dB	Da —60 dB a + 22 dB (da —10 a + 2 sullo strumento, da —50 a + 20 sull'attenuatore, con scatti di 10 dB).
Gamme dei dBm (600 ohm con carico esterno)	Da —60 a +2 dBm (0 dBm = 1 mW su carico di 600 ohm).
Indicazione di uscita	Tensione e dB, mediante trumento.
Precisione dello strumento	± 5% sulla scala, se adeguatamente tarato.
Distorsione	Inferiore allo 0,1% da 20 a 20.000 Hz.
Valvole	6X4, 6AU6 e 6CL6.
Alimentazione	105 - 125 volt, 50 Hz, 40 watt.
Dimensioni	cm 24x16,5x12,5.
Peso	kg 3,5 circa.

Il generatore di Bassa Frequenza AG - 9A è versatile e di facile impiego. Sebbene di concezione semplice e di facile realizzazione, lo strumento, se montato con cura, consente un funzionamento che soddisfa la maggior parte delle esigenze di laboratorio. La gamma delle frequenze è ampia e la tensione di uscita controllata, a bassa distorsione, copre praticamente tutti i valori normalmente impiegati nel campo dell'amplificazione di Bassa Frequenza.

L'apparecchio è alloggiato in un involucro di metallo comodo e leggero, e l'estetica è conforme a quella normale delle apparecchiature da laboratorio.

Sebbene il progetto di questo apparecchio sia stato effettuato in modo da garantire il miglior risultato, quest'ultimo potrà essere conseguito solo a patto che si adottino tutti i provvedimenti necessari — ed in gran parte già noti al lettore — affinchè il montaggio venga effettutato razionalmente. Sappiamo già che la mancanza di cura nell'effettuare le saldature, l'impiego di sostanze per saldare di natura corrosiva, il montaggio affrettato e poco preciso, possono essere cause di cattivi risultati. Per questo motivo è raccomandabile effettuare il lavoro, anche se semplice, come sempre con la massima calma e con la massima precisione possibile.

DESCRIZIONE DEL CIRCUITO

Come si nota osservando la **figura 1**, il circuito può essere suddiviso in quattro parti: l'alimentatore, l'oscillatore, l'attenuatore, e lo strumento di controllo della tensione di uscita.

L'alimentatore impiega un normale trasformatore con rettificazione delle due semionde, seguito da una cellula filtrante di tipo *LC*, consistente in due condensatori ed in una impedenza.

L'oscillatore propriamente detto impiega una valvola 6AU6 (pentodo) amplificatrice di tensione, ed una valvola del tipo 6CL6 usata con uscita di catodo.

La reazione positiva tra la 6CL6 e la 6AU6 (catodo) viene ottenuta attraverso una lampada a filamento di tungsteno, del tipo comune per illuminazione.

La controreazione è invece applicata dalla 6CL6 alla griglia della 6AU6 attraverso un circuito di accordo. La frequenza di oscillazione ha un valore corrispondente a quello determinato da detto circuito di accordo, e si verifica quando l'attenuazione del segnale dovuta alla controreazione è minima, e quando lo spostamento di fase è pari a zero, come illustrato alla **figura 2**.

Il circuito precedentemente citato consiste in una rete del tipo a « T », con una capacità in parallelo (vedi **figura 3**). La frequenza delle oscillazioni prodotte è data da:

$$f = \frac{1}{2 \pi RC}$$

nella quale $C = \sqrt{C1 \times C2}$.

L'ampiezza dell'oscillazione è mantenuta — vedremo ora come — ad un valore pressochè costante, grazie, ripetiamo, alla presenza della lampada a filamento a tungsteno. La controreazione, o reazione negativa, viene applicata attraverso un divisore di tensione consistente nella lampada stessa e nel controllo potenziometrico dell'oscillatore. Un eventuale aumento di ampiezza del segnale d'uscita aumenta la corrente che passa attraverso la lampada, e — di conseguenza — ne aumenta la temperatura, e quindi la resistenza. Ciò riduce automaticamente l'ammontare della reazione applicata al catodo della 6AU6, e quindi l'ampiezza del segnale di uscita risultante.

In tal modo si ottiene una stabilizzazione automatica delle condizioni di funzionamento. Il controllo dell'oscillatore serve — a sua volta — per stabilire il livello di uscita normale.

Il circuito di accordo consiste essenzialmente in due resistenze e due condensatori. Dalla formula citata, appare evidente che qualsiasi diminuzione delle capacità di un fattore pari a 10, aumenta la frequenza del medesimo fattore. Dal momento che i valori C1 e C2 sono

VALORI di R

QUADR.	R_1	QUADR.	R_1	QUADR.	R_2	QUADR.	R_2
10	100K	60	16,7K	1	1 Meg.	6	163K
20	50K	70	14,3K	2	510K	7	139K
30	33,3K	80	12,5K	3	330K	8	122K
40	25K	90	11,1K	4	240K	9	109K
50	20K	100	10,0K	5	194K	10	98K

VALORI di C

MOLTIPLIC.	C_1	C_2
X1	0,05	0,5
X10	0,005	0,05
X100	500	0,005
X1000	47	500

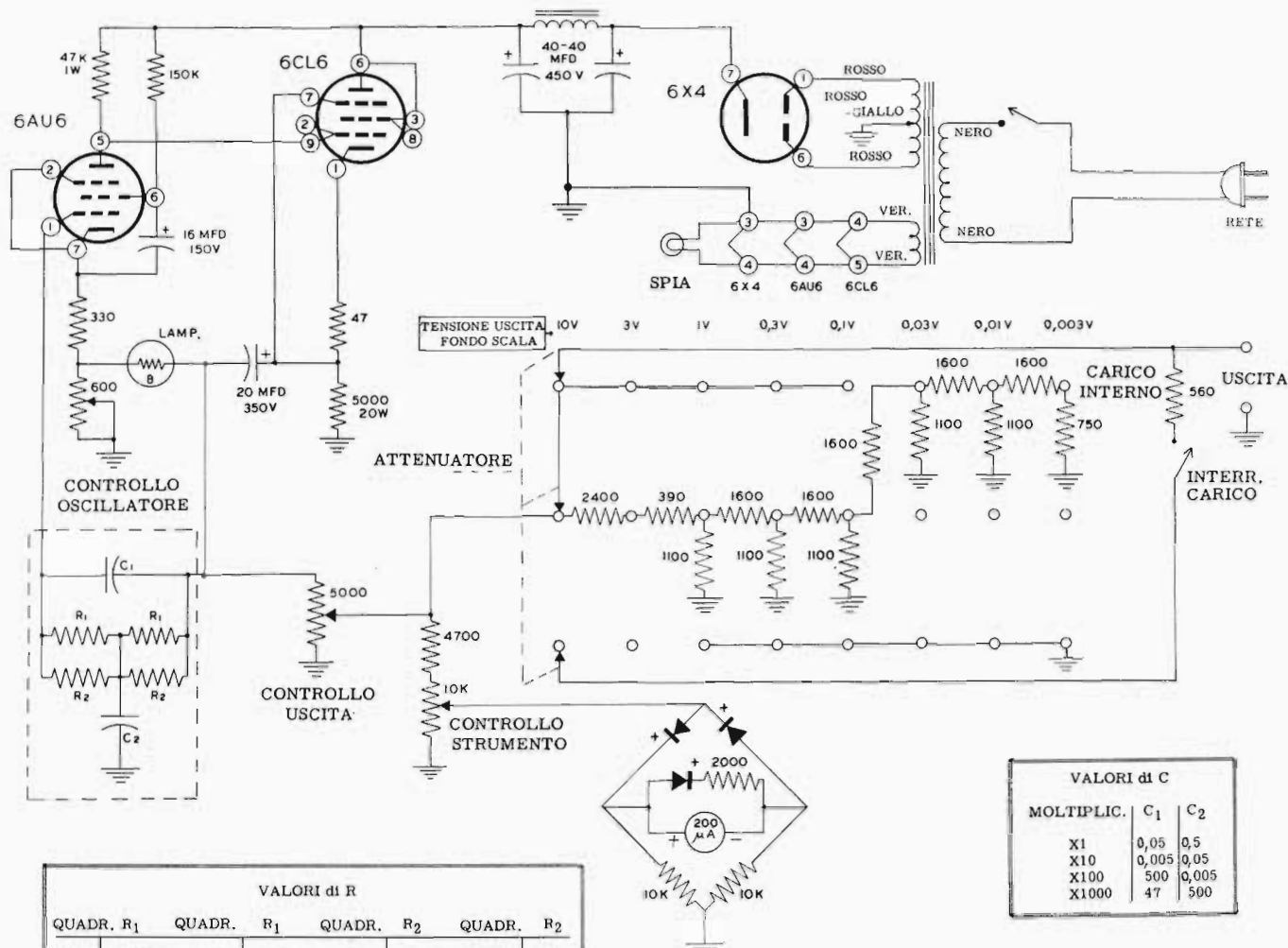



Fig. 1 - Circuito elettrico del generatore di segnali di Bassa Frequenza mod. AG-9-A. I valori R1, di R2 e di C1, corrispondenti alle diverse frequenze, sono elencati nelle apposite tabelle riportate a sinistra e sopra.

stati scelti con un rapporto di 1 a 10, con cinque soli condensatori è possibile ottenere le medesime prestazioni che si ottengono con quattro coppie, ossia con otto condensatori. L'intera gamma di frequenze resta suddivisa in quattro sottogamme con rapporto 10.

Fig. 2 - Rappresentazione delle relazioni che intercorrono tra il segnale di oscillazione (in basso), e quello di controreazione applicato.

Per ottenere la variazione di frequenza in ciascuna delle gamme, semplicemente commutate dall'apposito commutatore (moltiplicatore), si fa variare il valore di *R*. Ad esempio, allorchè il moltiplicatore viene posto sulla posizione « x 1 », un valore di *R* pari a 100 kohm produrrà una frequenza di 10 Hz. Dal momento che *f* ed *R* sono inversamente proporzionali, per produrre una frequenza pari a 20 Hz, ossia pari al doppio della frequenza precedente, sarà necessaria una resistenza pari alla metà di quella occorrente per una frequenza di 10 Hz, ossia 50 kohm. Analogamente, per una frequenza di 30 Hz, (pari al triplo), la resistenza necessaria sarà pari ad ⅓, ossia 33,3 kohm.

Fig. 3 - Rappresentazione del circuito equivalente della rete a « T », costituita da R1, R2, C1 e C2. La commutazione delle sesistenze varia la frequenza entro le gamme, quella delle capacità varia le diverse gamme.

Per la gamma di frequenze comprese tra 0 e 100 Hz, si richiede un commutatore a due settori, ognuno dei quali commuta quattro resistenze, come segue: 100 kohm; 50 kohm; 33,3 kohm; 25 kohm; 100 kohm e 25

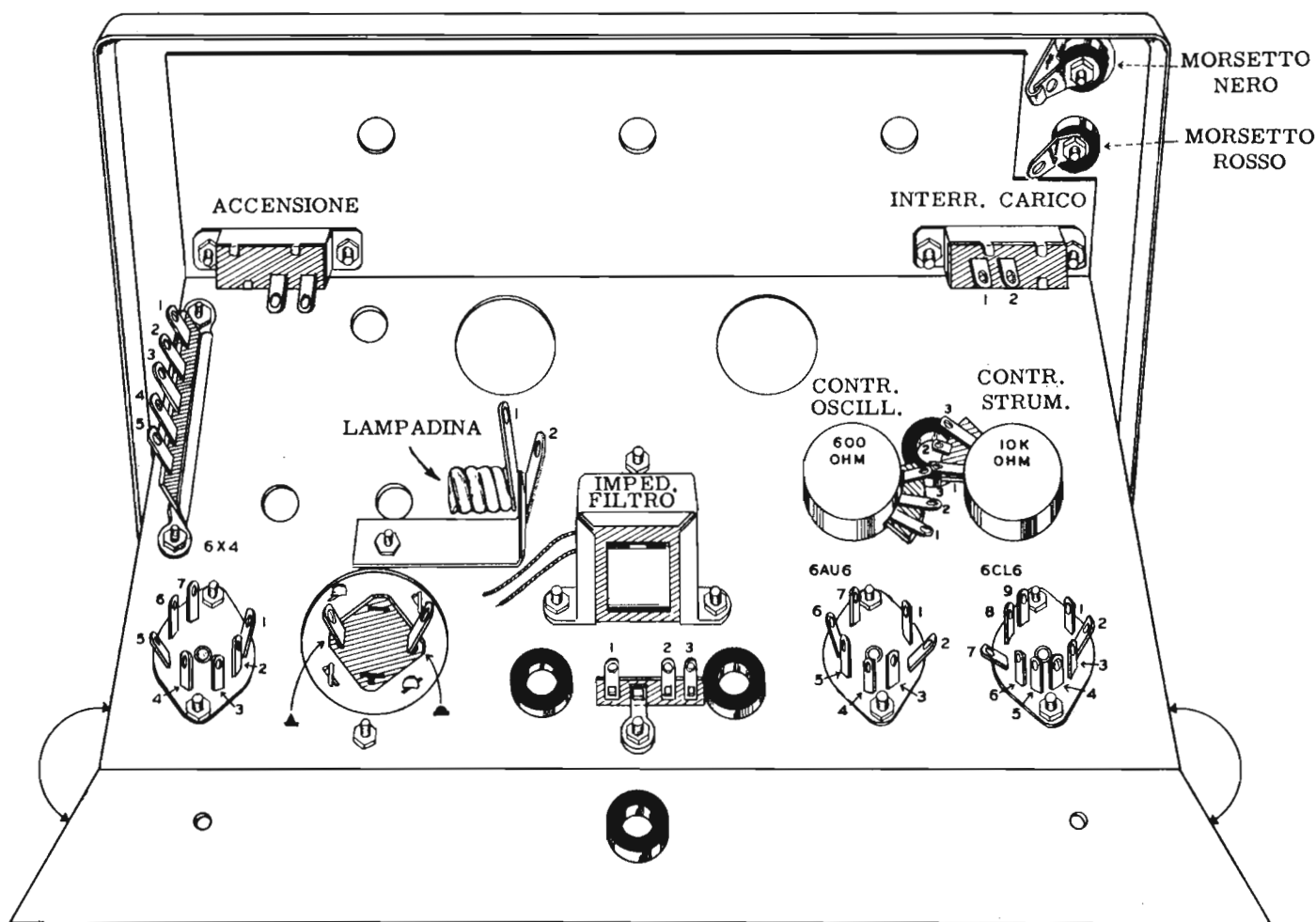



Fig. 4 - Vista inferiore del telaio, dopo il montaggio meccanico e prima dell'inizio del collegamenti. Si notino le posizioni dei due interruttori di (accensione e di carico interno) applicati al pannello frontale, il colore dei due morsetti di uscita (in alto a destra), l'orientamento degli zoccoli porta-valvola, ed il supporto per la lampada a filamenti di tungsteno. La disposizione non può essere variata, per non compromettere il cablaggio.

kohm (in parallelo tra loro) = 20 kohm; 50 kohm in parallelo a 25 kohm = 16,7 kohm; 33,3 kohm in parallelo a 25 kohm = 12,5 kohm; 100 kohm in parallelo a 33,3 kohm ed a 25 kohm = 12,5 kohm; 50 kohm in parallelo a 33,3 kohm, ed a 25 kohm = 11,1 kohm; 100 kohm in parallelo a 50 kohm, a 33,3 kohm ed a 25 kohm = 10 kohm.

Questi valori di resistenza producono frequenze comprese tra 10 e 100 Hz, in scatti di 10. Come si nota, alcuni valori di resistenza vengono ottenuti con resistenze singole, altri collegandone in parallelo due di quelle già disponibili, altri collegandone tre o anche quattro in parallelo tra loro.

Le variazioni di frequenza entro i limiti di 10 Hz vengono prodotte mediante un apposito commutatore. In questo caso si adotta il medesimo provvedimento, ed il circuito è analogo a quello precedente. Il valore delle resistenze impiegate è però 10 volte maggiore. Questi valori di resistenza sono collegati in parallelo al primo commutatore, e determinano l'aumento di 1 Hz per ogni scatto.

L'attenuatore riduce la tensione del segnale di uscita proveniente dall'accoppiamento catodico della 6CL6, attraverso un controllo potenziometrico da 5 kohm, e, successivamente, attraverso un attenuatore a scatti. Detto attenuatore è predisposto per il funzionamento con una impedenza d'uscita di 600 ohm, fino ad 1 volt, e con impedenza maggiore nelle posizioni corrispondenti a 3 e a 10 volt.

Le posizioni relative all'impedenza di uscita di 600 ohm possono corrispondere ad un carico incorporato per il funzionamento ad alta impedenza; questo carico, può essere escluso allorchè si usa un carico esterno di 600 ohm. Nelle posizioni corrispondenti a tensioni massime di uscita, rispettivamente di 3 e di 10 volt, il carico interno viene automaticamente escluso. L'attenuatore funziona con scatti di 10 dB.

Lo strumento di controllo misura il segnale presente, direttamente ai capi del circuito che fornisce la tensione di uscita, attraverso un partitore di taratura. Una parte di questa tensione, determinata dal controllo dello strumento, viene rettificata mediante diodi a cristallo. La non linearità dei diodi in corrispondenza di segnali a basso livello, è compensata dalla presenza di un terzo diodo collegato ai capi dello strumento.

Sul quadrante di quest'ultimo vi sono tre scale, aventi i seguenti valori estremi: 0 — 10 volt, 0 — 3 volt e — 10 + 2 dB. Quando il generatore è usato con un carico adeguato applicato in uscita, sia lo strumento che l'attenuatore indicheranno il livello del segnale effettivamente disponibile ai morsetti d'uscita.

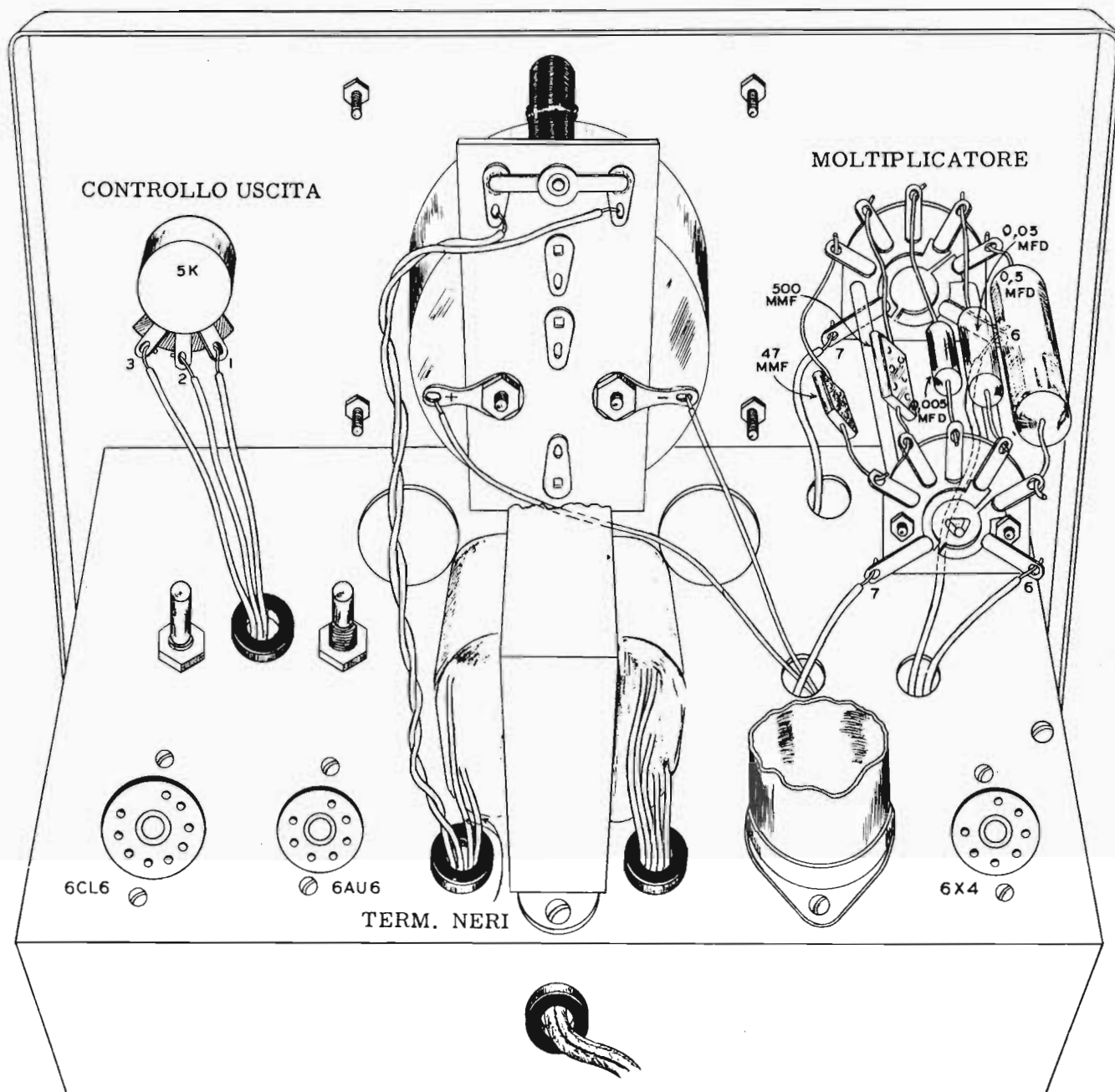



Fig. 5 - Vista superiore del telaio e del pannello. E' visibile la parte posteriore dello strumento di controllo, ed il pannellino che supporta i contatti della lampadina. In trasformatore di alimentazione è fissato in modo che il nucleo si trovi a 90° rispetto a quello dell'impedenza del filtro sistemata inferiormente. Il condensatore elettrolitico è sezionato per maggior chiarezza. Sono visibili il commutatore di gamma ed il potenziometro di uscita.

IL MONTAGGIO MECCANICO

Al lettore sono già state presentate diverse di queste realizzazioni basate sulla fornitura a scatola di montaggio, per cui non riteniamo opportuno dilungarci ancora una volta sulle precauzioni da adottare. Come negli altri casi, i disegni costruttivi riportati sono sufficienti a dare una chiara indicazione della disposizione dei vari componenti.

La **figura 4** illustra lo chassis, visto dal di sotto. In alto, a destra, sono fissati i due morsetti di uscita; quello superiore è connesso direttamente a massa. Si osservi — a questo proposito — che i riferimenti alle posizioni dei componenti nei confronti della figura 4 vanno intesi tenendo presente che lo chassis è capovolto, e che è visto con la parte retrostante dell'apparecchio verso il lettore: infatti, in realtà, i due morsetti di uscita si trovano in basso a destra, se l'apparecchio è visto frontalmente e non a rovescio.

Si noti la posizione dell'interruttore di accensione e dell'interruttore per l'esclusione del carico interno, rispettivamente a sinistra e a destra, a livello del piano del telaio. A sinistra, si nota una basetta di ancoraggio a 5 posti, e, immediatamente al di sotto, lo zoccolo della valvola 6X4 (rettificatrice). Proseguendo verso destra, si ha lo zoccolo di collegamento dell'elettrolitico 40 + 40 μF, seguito da una seconda basetta di ancoraggio a tre soli posti. Ai lati di questa basetta si trovano due passacavi in gomma, che proteggono i collegamenti che passano attraverso il foro centrale impedendo la possibile rottura dell'isolamento a causa dell'attrito con la lamiera del telaio. Seguono — sempre verso destra —

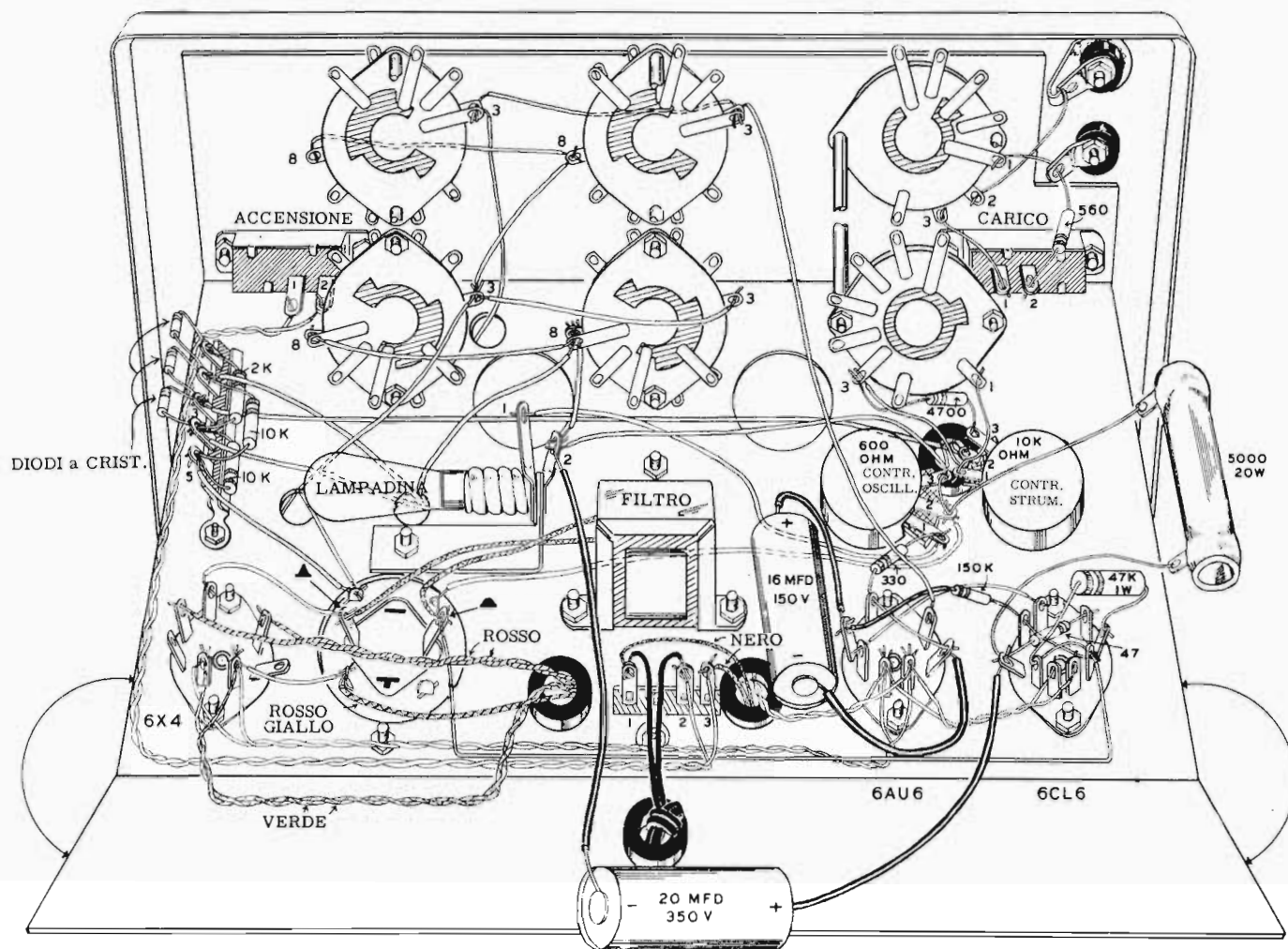



Fig. 6 - Vista inferiore del telaio e del pannello a montaggio quasi ultimato. Si rammenti che, per ottenere il miglior risultato, la posizione dei vari componenti deve essere mantenuta come indicato. Si noti il nodo praticato sul cordone rete per proteggerlo da eventuali strappi. I tre diodi a cristallo devono essere applicati lasciando i terminali ad una certa lunghezza per ragioni di sicurezza. I contrassegni del condensatore di filtro indicano i poli.

i due zoccoli delle valvole 6AU6 e 6CL6, i quali devono essere orientati nel modo illustrato onde evitare ai collegamenti facenti capo ai relativi contatti, un percorso diverso da quello stabilito in fase di progetto: ciò — come ben sappiamo — per eliminare qualsiasi possibilità di oscillazioni spurie, derivanti da accoppiamenti indesiderati.

Immediatamete al di sopra degli zoccoli citati, si trovano due potenziometri da 10 kohm (verso l'esterno) e da 600 ohm (verso l'interno). Si tratta di due resistenze semifisse che vanno regolate una volta per tutte durante le operazioni di messa a punto, per cui non è necessario che i relativi perni di comando siano accessibili dall'esterno a montaggio terminato.

Al centro del telaio sono visibili l'impedenza di filtro ed il portalampada che alloggia la lampadina del circuito di reazione.

Il passacavo di gomma, visibile al centro della fiancata posteriore (verso il lettore) compie la consueta funzione di protezione nei confronti del cordone di rete.

La **figura 5** illustra invece il telaio visto dalla parte superiore, posteriormente. Si noti la posizione del controllo di uscita (potenziometrico), fissato al pannello di comando, a sinistra dello strumento. A quest'ultimo è applicata una basetta di ancoraggio a 7 posti per i componenti relativi. Si noti, inoltre, il moltiplicatore (a destra), che consiste in un commutatore a 2 settori, illustrato in proiezione « esplosa » per mostrare alcuni collegamenti.

Sul piano orizzontale del telaio si scorgono i due perni dei potenziometri di taratura (a sinistra) ai lati di un passacavo in gomma, attraverso il quale passano i collegamenti del potenziometro che controlla l'ampiezza del segnale di uscita. Si vedono inoltre due zoccoli (della 6CL6 e della 6AU6) e, in centro, il trasformatore di alimentazione, alla cui destra sono illustrati l'elettrolitico cilindrico (tagliato per chiarezza di illustrazione) e lo zoccolo della valvola raddrizzatrice.

Tutti i componenti meccanici sono fissati mediante viti. E' bene prestare la massima cura affinchè dette viti vengano strette adeguatamente, onde evitare intermittenze nei collegamenti di massa, sia del circuito vero e proprio che delle masse metalliche che agiscono da schermo.

Una volta fissati al loro posto tutti i componenti (ad eccezione dei condensatori e delle resistenze, che fanno parte del circuito elettrico), è possibile iniziare la fase di cablaggio.

IL MONTAGGIO ELETTRICO

E' consigliabile, innanzitutto, stabilire quali sono i punti che vanno connessi a massa. Tali punti saranno uniti tra loro con un tratto di filo di rame da 2 millimetri, possibilmente stagnato, ed uno dei suoi estremi verrà collegato alla massa dello chassis.

Cio fatto, si potrà provvedere ai collegamenti relativi ai filamenti delle valvole (tutti e tre in parallelo tra loro), alle placche della valvola raddrizzatrice, al doppio condensatore elettrolitico, ed al primario del trasformatore di alimentazione.

In seguito, verranno effettuati i collegamenti ai piedini della valvola 6CL6. Si farà attenzione a rispettare la polarità del condensatore elettrolitico da 20 μF, il cui polo positivo deve essere connesso al punto di unione delle due resistenze da 47 ohm e da 5.000 ohm, 20 W, in serie al catodo di quest'ultima valvola; il polo negativo sarà invece in contatto diretto e con la lampadina e col lato « caldo » del potenziometro che controlla l'uscita (5.000 ohm).

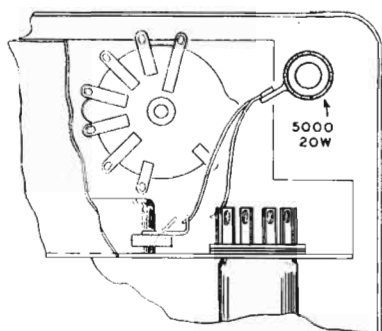



Fig. 7 - Fissaggio della resistenza da 5.000 ohm, 20 watt, presente in serie al catodo della valvola 6CL6. Viene fissata in modò da consentire la dispersione del calore

In linea di massima, per la restante parte del circuito, si potrà seguire l'ordine che si ritiene più opportuno, in quanto non sussistono regole per il collegamento progressivo dei vari componenti. L'essenziale è che — come di consueto — osservando sia il circuito elettrico che i disegni riportati, si faccia la massima attenzione a collegare i vari componenti nel dovuto modo, effettuando l'ancoraggio alle apposite basette come illustrato, e rispettando l'orientamento di ogni singolo pezzo.

La **figura 6** illustra la maggior parte dei collegamenti, così come essi si presentano in una fase avanzata di montaggio, nella parte inferiore dello chassis. Ovviamente, onde consentire al lettore di seguire il percorso dei vari collegamenti, alcuni componenti sono stati rappresentati più distanti di quanto non siano nella loro posizione effettiva.

Il condensatore elettrolitico di filtro reca — in corrispondenza dei terminali — due contrassegni, e precisamente un triangolo ed un semicerchio; a questi terminali corrisponde il polo positivo di ciascuna delle due capacità in esso contenute. Il polo negativo, comune ad entrambi, è in contatto diretto con l'involucro metallico esterno.

I vari collegamenti facenti capo ai piedini delle valvole ed ai contatti delle basette di ancoraggio, sono illustrati (figura 6) in modo che sia chiaramente visibile

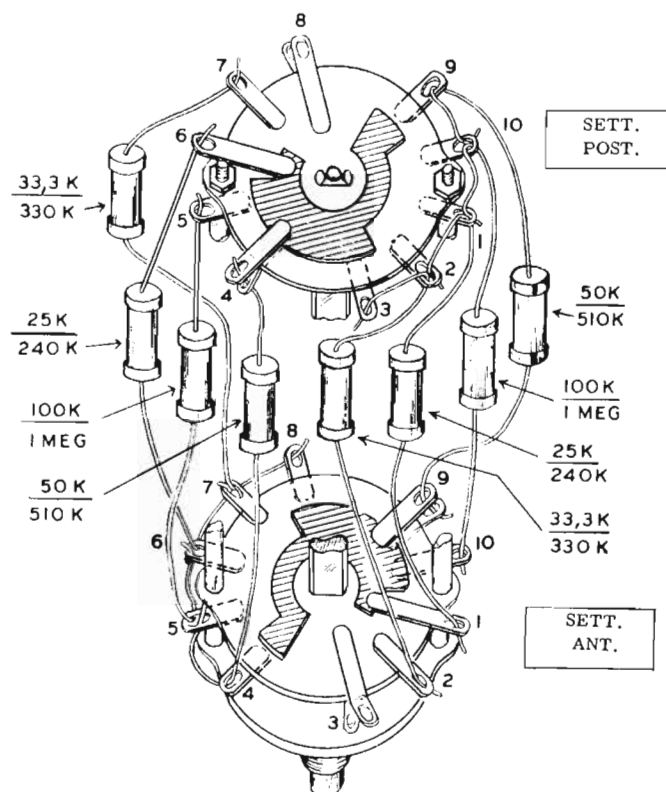



Fig. 8 - Montaggio dei due commutatori relativi alla prima ed alla seconda cifra significativa. I valori presenti al di sopra della linea di frazione sono riferiti alla prima cifra, quelli al di sotto — invece — alla seconda.

l'estremità privata dell'isolamento, ossia la parte da saldare. E' consigliabile, al fine di assicurare la massima solidità all'intera apparecchiatura, ripiegare verso l'esterno ogni singolo terminale, prima di effettuare la saldatura.

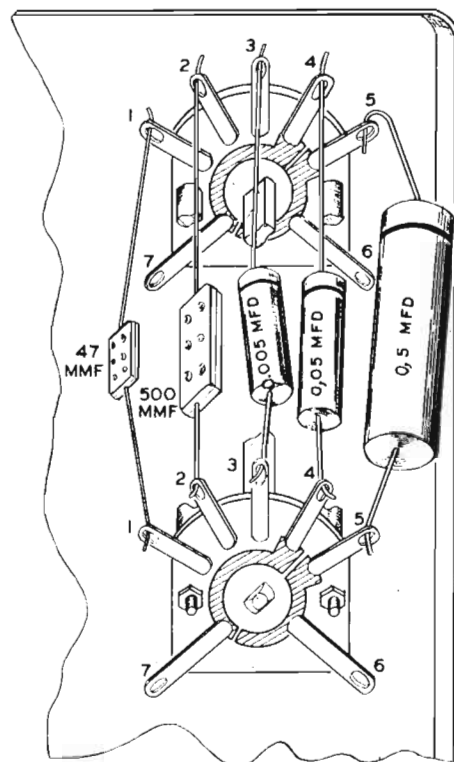



Fig. 9 - Montaggio del commutatore di gamma. Si noti la posizione reciproca delle diverse capacità nei confronti dei contatti.

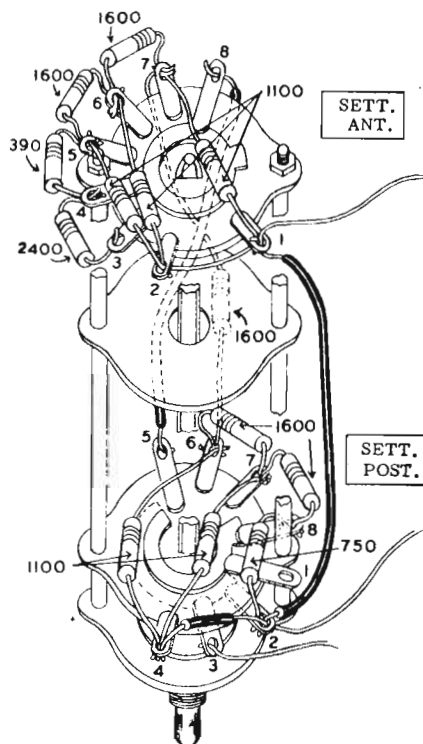



Fig. 10 - Montaggio dell'attenuatore a decadi. Sono indicati i valori delle varie resistenze. La saldatura deve essere effettuata rapidamente per non alterarne il valore.

I tre diodi a cristallo che provvedono alla rettificazione del segnale — onde consentirne la lettura mediante lo strumento fissato al pannello — sono sistemati, unitamente alle due resistenze da 10 kohm ed alla resistenza da 2.000 ohm, sulla basetta visibile a sinistra in figura 6. Ad evitare di danneggiare i diodi mediante la saldatura, è bene lasciare i loro terminali alla lunghezza di almeno 3 centimetri

In sostituzione della comune lampada spia presente normalmente sul pannello degli strumenti di misura, e per consentire comode letture anche nella penombra (cosa che risulterà assai utile allorchè il lettore si sarà abituato all'uso dell'oscillografo) è stata installata una lampada che illumina il quadrante dello strumento. Tale lampada viene inserita posteriormente in un apposito foro e, mediante le pagliette di ancoraggio, fissata al pannellino; elettricamente, essa risulta collegata in parallelo ai filamenti delle valvole. La resistenza da 5.000 ohm, 20 W, a causa della temperatura che sviluppa durante il funzionamento, viene fissata come illustrato alla **figura 7** per consentire la massima dissipazione del calore.

Una volta installati tutti i componenti minori sullo chassis, si può procedere alla preparazione dei due commutatori di frequenza (quelli cioè relativi alle prime due cifre significative della frequenza prodotta), e di quello relativo al rapporto di moltiplicazione.

I primi due sono sostanzialmente identici tra loro, con la sola differenza del diverso valore delle varie resistenze. La **figura 8** ne illustra l'allestimento nei confronti del settore posteriore (in alto) e del settore anteriore (in basso).

I valori delle resistenze sono riportati a due a due, separati da una linea di frazione. Tutti i valori riportati al di sopra della linea di frazione sono riferiti ad uno dei due commutatori, e quelli riportati al di sotto sono invece riferiti all'altro. In altre parole, in uno dei commutatori la prima resistenza visibile in alto, a sinistra, avrà il valore di 33,3 kohm, e la resistenza corrispondente alla medesima posizione nell'altro avrà invece il valore di 330 kohm. Il commutatore relativo alla prima cifra significativa sarà quello i cui valori sono più bassi, e quello relativo alla seconda sarà invece quello i cui valori sono moltiplicati per 10 rispetto al precedente.

La **figura 9** illustra la disposizione dei cinque condensatori che devono essere fissati al commutatore del rapporto di moltiplicazione. L'operazione non presenta difficoltà.

Per terminare le operazioni di allestimento dei componenti separati, non resta che montare il commutatore dell'attenuatore a scatti, così come è illustrato alla **figura 10**. Sono visibili, in rappresentazione « esplosa », le sezioni anteriore e posteriore del commutatore; la rappresentazione delle varie resistenze riportate nella figura, e indicate con i relativi valori, facilita notevolmente il montaggio.

Si tenga presente che, ad evitare errori di lettura a montaggio ultimato, queste resistenze sono state scelte con una precisione di valore maggiore che non quelle che servono per la polarizzazione degli elettrodi delle valvole. Per questo motivo, è bene evitare di variarne il valore mediante una lunga esposizione alla temperatura del saldatore, che — come accade per i transistori — raggiunge la parte interna della resistenza attraverso i terminali di contatto. E' quindi opportuno adottare le medesime precauzioni suggerite a pag. 61 (figura 15) per i diodi a cristallo, ossia effettuare la saldatura il più rapidamente possibile, applicando contemporaneamente una pinzetta con una certa massa, onde consentire una buona dissipazione del calore.

Terminata la preparazione dei commutatori, essi potranno essere installati al loro posto come segue: il commutatore dei rapporti di moltiplicazione, a sinistra dello strumento di controllo (osservando il pannello dalla parte frontale); quello che varia la prima cifra significativa, a sinistra in basso; quello relativo alla seconda cifra, al centro in basso, ed infine l'attenuatore, alla destra di quest'ultimo.

Ad evitare interruzioni nei collegamenti, causate da eventuali vibrazioni subite dallo strumento durante l'uso in laboratorio, è opportuno effettuare tutti i collegamenti di una certa lunghezza, con conduttore flessibile. Ci riferiamo in particolare, ai collegamenti che uniscono i commutatori di controllo della frequenza e dell'ampiezza, alla parte restante del circuito.

Tali collegamenti, oltre che flessibili, devono essere perfettamente isolati mediante un rivestimento di plastica oppure — ove necessario — mediante tubetto « sterling ».

Infine, dopo aver effettuato gli allacciamenti tra detti commutatori ed il circuito vero e proprio, non rimane che passare al collaudo ed alla messa a punto (di cui diciamo nella lezione che segue), non senza aver prima provveduto al consueto controllo del circuito e della disposizione dei componenti.

DOMANDE sulle LEZIONI 106ª e 107ª

N. 1 —
In un complesso di amplificazione, quale è il compito degli stadi amplificatori di tensione?

N. 2 —
Quali sono i fattori che determinano la potenza che deve fornire un amplificatore di Bassa Frequenza?

N. 3 —
Per quale motivo gli ingressi di un amplificatore ai quali deve essere collegato un microfono, sono spesso seguiti da un pentodo amplificatore di tensione, mentre quelli ai quali va collegato un « pick-up » o l'uscita di un ricevitore o di un magnetofono sono collegati dopo detto stadio?

N. 4 —
In quali punti di un amplificatore sono inseriti, normalmente, i dispositivi che consentono il controllo del tono?

N. 5 —
In quale modo è possibile controllare separatamente il rendimento sulle note basse e sulle note alte?

N. 6 —
In base a quale principio agisce — normalmente — il controllo di volume in un amplificatore?

N. 7 —
In quanti modi è possibile invertire la fase di un segnale per accoppiare un'unica valvola pilota alle due griglie di uno stadio in controfase?

N. 8 —
Per quale motivo i circuiti ad inversione elettronica sono preferibili a quelli a trasformatore?

N. 9 —
Su quale principio si basa lo stadio invertitore di fase denominato « catodina »?

N. 10 —
Per quale motivo l'eventuale residuo di componente alternata nella tensione anodica influisce meno sul segnale di uscita se lo stadio finale è in opposizione di fase (« push-pull »)?

N. 11 —
Nel generatore di segnali a Bassa Frequenza, descritto alla lezione 107ª, quale è il compito della lampadina presente tra i catodi della 6AU6 e della 6CL6?

N. 12 —
Quale è il motivo per il quale lo strumento di controllo presente sul pannello è di grande utilità?

N. 13 —
In quale modo agisce il controllo dell'oscillatore (potenziometro da 600 ohm), sulla forma d'onda del segnale prodotto?

N. 14 —
In quale caso è opportuno tenere inserito il carico interno, presente nello strumento, ed inseribile mediante apposito interruttore?

N. 15 —
In quale modo, mediante questo strumento, è possibile rilevare la curva di responso « per punti » di un amplificatore di Bassa Frequenza?

RISPOSTE alle DOMANDE di Pag. 833

N. 1 — E' possibile effettuare misure di tensione, di corrente, di impedenza, di capacità, di induttanza, di fase, di amplificazione, di distorsione e di frequenza.

N. 2 — A seconda della relazione di fase che sussiste tra il segnale orizzontale e quello verticale, un cerchio o un'ellisse. Si ha il cerchio quando lo sfasamento è nullo (0°), o massimo (360°).

N. 3 — Si, e precisamente quello del « cerchio di sfasamento », purchè sia disponibile una presa per il collegamento diretto alla griglia di controllo o al secondo anodo del tubo a raggi catodici, (asse « z »).

N. 4 — Quando il rapporto tra la frequenza incognita e quella del generatore campione è inevitabilmente elevato, tale cioè da complicare la lettura col metodo normale.

N. 5 — Che l'amplificatore verticale sia tarato. In altre parole, occorre conoscere con esattezza l'ammontare della deflessione verticale corrispondente ad una data tensione di riferimento applicata all'ingresso.

N. 6 — Variando l'ammontare del segnale che, dall'uscita del circuito, viene retrocesso all'entrata. In altre parole, variando la cosiddetta reazione, tra circuito di ingresso e circuito di uscita.

N. 7 — La forma d'onda del segnale prodotto tende ad assumere la forma rettangolare, in quanto, durante i picchi del segnale, la valvola è in saturazione.

N. 8 — I segnali prodotti sono più regolari nella forma, ma tendono ad essere intermittenti.

N. 9 — Il fatto di consentire la regolazione della reazione osservando la forma d'onda del segnale prodotto.

N. 10 — I valori delle capacità necessari per produrre un segnale di data frequenza, ed il valore della resistenza di carico.

N. 11 — Ad osservare contemporaneamente due distinti segnali sullo schermo di un tubo. Funziona mediante un multivibratore, che provvede ad alternare le due immagini con una data frequenza di commutazione.

N. 12 — Lo spostamento del cursore varia la polarizzazione delle due griglie della valvola pilota, e, di conseguenza le relative correnti anodiche. Ciò determina anche una differenza tra le tensioni anodiche, il che provoca lo spostamento delle immagini.

N. 13 — Perchè, diversamente, si vedrebbe il segnale di commutazione, e non le due immagini desiderate.

N. 14 — Variando la capacità presente tra i catodi della valvola oscillatrice 12AU7.

N. 15 — Per consentire il passaggio indisturbato anche di segnali a frequenza mòlto bassa.

COSTRUZIONE di un GENERATORE di BASSA FREQUENZA

IIª PARTE: COLLAUDO e MESSA a PUNTO

Per quanto il lettore sia ormai avvezzo alla normale procedura di collaudo di un apparecchio di nuova costruzione, riteniamo opportuno accennare brevemente alle varie fasi, dalle quali dipende in buona parte il successo della realizzazione.

Si provveda innanzitutto ad un accurato controllo dell'intero circuito, sia spuntando a matita sullo schema i vari collegamenti, sia verificando sulle varie figure che ogni componente sia stato installato correttamente e — ove necessario — con la esatta polarità.

Ultimato il controllo di cui sopra, che è bene sia ripetuto almeno due volte, si verifichi con un ohmetro che non esistano corto-circuiti ai capi del secondo elettrolitico di filtro della tensione anodica. La resistenza misurata, alla fine del lento ritorno dell'indice dello strumento verso l'inizio scala, dopo il normale impulso dovuto alla carica degli elettrolitici, deve essere dell'ordine di almeno 300.000 ohm.

Senza inserire le valvole negli zoccoli relativi, si colleghi il cordone rete alla presa di corrente. L'apparecchio è predisposto per una tensione di rete compresa tra 105 e 125 volt; ove la tensione disponibile fosse diversa, è indispensabile effettuare il collegamento tramite un autotrasformatore o trasformatore di adattamento.

Dopo aver acceso l'apparecchio, la lampada spia presente nello strumento fissato al pannello deve accendersi regolarmente. Usufruendo del « tester » predisposto per le misure in corrente alternata — portata 500 volt fondo scala — si controlli che tra la massa ed i piedini 1 e 6 della valvola raddrizzatrice (6X4) sia presente una tensione di 320 volt circa. Ponendo poi il voltmetro sulla portata 10 volt fondo scala c.a., si verifichi che tra i piedini corrispondenti al filamento di ogni singola valvola, ed ai capi della lampadina di illuminazione dello strumento, sia presente una tensione di circa 6 volt.

Se tutto è in ordine, è possibile a questo punto inserire le valvole negli zoccoli relativi dopo aver spento l'apparecchio. Una volta riacceso, si osservi attraverso il bulbo che esse si accendano regolarmente, controllando contemporaneamente che tra la massa ed il piedino 7 della valvola raddrizzatrice sia presente una tensione continua di circa 420 volt.

Prima di procedere alla verifica della presenza delle oscillazioni, è opportuno controllare le tensioni esistenti in corrispondenza dei vari elettrodi delle valvole. A tale scopo pubblichiamo la tabellina apposita, nella quale sono elencate tutte le tensioni misurabili agli zoccoli delle valvole. I valori riportati corrispondono alle letture ottenute con uno strumento da 20.000 ohm per volt, e possono differire, in pratica, del 10% in più o in meno, dal valore riportato nella tabella stessa.

I due potenziometri semifissi installati internamente al telaio (vedi **figura 1**) devono essere posti all'incirca verso metà della loro rotazione. Il commutatore della prima cifra significativa deve essere sulla posizione 10 o più alta. Se lo strumento funziona, ruotando il potenziometro che controlla l'ampiezza del segnale di uscita (a destra dello strumento, sul pannello), si deve notare un aumento dell'indicazione. E' questa la prova che le oscillazioni vengono prodotte, e che quindi — ai morsetti di uscita presenti sul pannello in basso a destra — è presente il segnale, la cui ampiezza è determinata dalla posizione dell'attenuatore a scatti e dalla posizione del controllo potenziometrico.

MESSA A PUNTO

Taratura dello strumento. Durante questa operazione, è necessario evitare assolutamente che il potenziometro che controlla l'ampiezza del segnale di uscita venga lasciato in posizione zero, ossia alla massima rotazione in senso antiorario, poichè — in tal caso — sussiste il pericolo di danneggiarlo gravemente. Si consiglia la seguente procedura:

1) Predisporre entrambi i commutatori relativi alle prime due cifre significative su « zero ».
2) Ruotare il controllo di uscita (potenziometro a destra dello strumento) alla massima posizione in senso orario.
3) Portare l'attenuatore a scatti nella posizione di «massimo» (corrispondente a 10 volt, ed a + 20 dB).
4) Collegare uno spezzone di filo tra il morsetto rosso di uscita ed uno dei terminali della lampada di illuminazione del quadrante, presenti sul pannello fissato sul retro dello strumento, e precisamente a quello che presenta tensione verso massa.
5) Ruotare il potenziometro da 10 kohm (installato internamente all'apparecchio, sul telaio), che provvede alla taratura dello strumento, finchè quest'ultimo indica la tensione di 6,3 volt sulla scala 10 volt (leggermente oltre il centro della scala superiore).
6) Togliere lo spezzone di filo.

VALVOLA	Pied. 1	Pied. 2	Pied. 3	Pied. 4	Pied. 5	Pied. 6	Pied. 7	Pied. 8	Pied. 9
6X4	320 CA	NC	X	X	NC	320 CA	420		
6AU6	1,5	4	X	X	200	140	4		
6CL6	210	200	410	X	X	410	210	410	200

Tabella delle tensioni, rilevate ai vari piedini delle valvole con uno strumento da 20 mila ohm per volt.

Per la seguente operazione, che può sostituire la precedente, usare un voltmetro per corrente alternata sufficientemente esatto, ed avente una resistenza interna di almeno 500 ohm per volt.

1) Scegliere una frequenza del segnale conforme alle possibilità di lettura da parte di detto voltmetro (compresa cioè tra 50 e 3.000 Hz), agendo sui commutatori relativi alle prime due cifre significative ed a quello di moltiplicazione.
2) Collegare il voltmetro di cui sopra ai morsetti di uscita del generatore di segnali.
3) Regolare il controllo dello strumento (ossia il potenziometro semifisso da 10 kohm), finchè lo strumento applicato all'esterno e quello presente sul pannello dell'apparecchio diano la medesima lettura.

Taratura dell'oscillatore. — Per questa fase della messa a punto non deve essere effettuata alcuna connessione ai morsetti di uscita. Il potenziometro che controlla l'ampiezza del segnale prodotto deve essere ruotato completamente in senso orario. I commutatori relativi alle prime due cifre significative devono essere posti su di una frequenza superiore a 10 Hz. A questo punto, ruotare il potenziometro da 600 ohm semifisso, applicato internamente sul telaio, fino ad avere esattamente la deviazione totale dell'indice dello strumento di controllo, fino cioè al fondo scala.

Controllare l'uscita corrispondente a diverse altre frequenze comprese tra 10 e 100.000 Hz, e, se l'indice dello strumento tende a spostarsi dal fondo scala, ritoccare il potenziometro da 600 ohm per riportarlo alla posizione di esatto fondo scala.

Evitare nel modo più assoluto di portare l'indice dello strumento oltre il fondo scala, altrimenti la distorsione del segnale prodotto sarà maggiore di quella nominale.

Questa ultima operazione conclude la fase di messa a punto. Alla fine, lo strumento può essere inserito nella cassetta metallica, ed è pronto per l'uso.

Ad evitare che l'eventuale aumento di temperatura durante la messa a punto provochi alterazioni nella taratura a causa di variazioni nel valore di alcuni componenti, sarà bene ripetere l'intera procedura dopo un'ora circa di funzionamento continuato. Inoltre, dopo qualche settimana di uso, è opportuno eseguire un ulteriore controllo della messa a punto, che consentirà di accertare il grado di stabilità dell'apparecchio.

IN CASO DI DIFFICOLTA'

Nella eventualità che, nonostante la cura posta nel montaggio, l'apparecchio non funzionasse come specificato, i principali provvedimenti da adottare sono i seguenti:

1) Controllare ancora una volta l'intero circuito, osservando la disposizione dei componenti e controllandone la dislocazione sulle figure.
2) Misurare tutte le tensioni ad apparecchio acceso, e controllare — ad apparecchio spento — il valore di tutte le resistenze e l'isolamento di tutti i condensatori presenti nei vari circuiti, dopo aver staccato almeno uno dei due terminali relativi. Questo controllo deve essere eseguito con l'ohmetro predisposto per la portata più alta. Se la capacità è elevata, ossia di almeno 0,03 µF, si noterà un lieve scatto dell'indice che tornerà poi subito a zero. Se invece la capacità è molto inferiore, non si deve no-

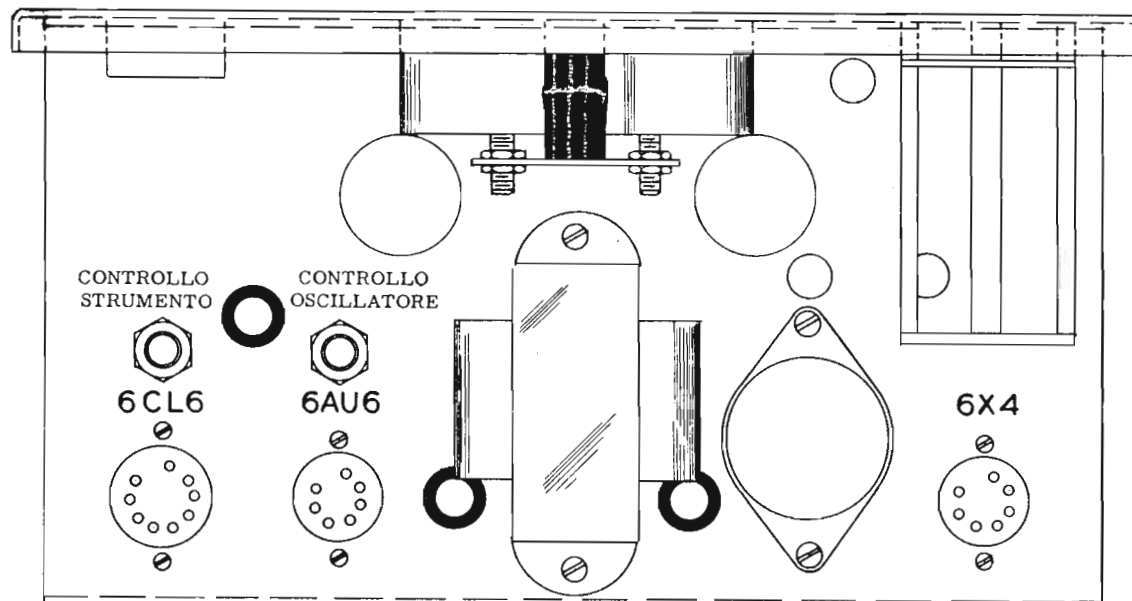



Fig. 1 - Rappresentazione del telaio, visto dall'alto. Sono visibili i perni dei potenziometri da regolare durante le operazioni di messa a punto.

tare alcun movimento dell'indice stesso. Ovviamente, un controllo più accurato può essere fatto con un capacimetro.

3) Controllare che i diversi contatti fissi e mobili dei commutatori non siano contorti, e che le mollette si aprano ogni qualvolta il contatto mobile del rotore di ogni singolo settore si introduce tra una coppia.

4) Accertarsi che nessuna resistenza si surriscaldi, osservandone il colore dell'involucro esterno. In caso di surriscaldamento, le resistenze tendono ad assumere un colore marrone, ed emettono un odore particolare.

5) Ad apparecchio appena acceso, la tensione anodica ha un valore relativamente elevato, che, diminuisce in seguito abbastanza rapidamente. Se ciò non accade, o se la tensione non diminuisce, ciò dimostra che l'assorbimento di corrente è inferiore al normale. Il fenomeno può essere imputato ad esaurimento, o comunque a mancato funzionamento di una delle valvole, o ad interruzione di una delle resistenze catodiche.

IMPIEGO DEL GENERATORE

A parte i diversi impieghi che possono derivare da varie esigenze nella normale attività di laboratorio, questo generatore di segnali a Bassa Frequenza può essere vantaggiosamente impiegato per i seguenti scopi:

1) Per fornire segnali di eccitazione ad un ponte per misura di capacità o di induttanze.

2) Come sorgente di segnale per la misura di distorsioni armoniche.

3) Come sorgente di segnali per applicare una modulazione esterna ad un generatore ad Alta Frequenza, del tipo descritto alla lezione 68ª.

4) Come sorgente di segnale per la messa a punto di amplificatori di Bassa Frequenza, e per il rilevamento « a punti » della curva di risposta.

Tecnica di impiego. — Come si è detto, questo strumento è in grado di fornire segnali sinusoidali a bassissima distorsione, di frequenza ed ampiezza variabili conformemente alle normali esigenze. Per ottenere la frequenza desiderata, è sufficiente portare il primo commutatore in basso a sinistra sulla prima cifra significativa del valore di detta frequenza, la seconda manopola (al centro in basso) sulla seconda cifra, ed il moltiplicatore al valore necessario.

Ad esempio, per ottenere la frequenza di 35 Hz, mettere la prima manopola su 30, la seconda su 5, ed il moltiplicatore sulla posizione « x 1 ». Per ottenere invece una frequenza di 72.000 Hz, porre la prima manopola su 70, la seconda su 2, ed il moltiplicatore su « x 1.000 ».

Per ottenere la voluta ampiezza del segnale di uscita, su di un carico ad impedenza elevata (10 kohm o più), portare l'interruttore del carico sulla posizione « INT » (interno), e l'attenuatore a scatti sulla portata immediatamente superiore al valore desiderato. Ciò fatto, ridurre l'ampiezza effettiva del segnale presente in uscita agendo sul controllo potenziometrico situato a destra dello strumento, e verificando il valore sulla scala corrispondente alla portata dell'attenuatore.

Ad esempio, se si desidera ottenere in uscita un segnale pari a 7,3 volt, portare l'attenuatore a scatti sulla posizione 10 volt, e regolare il potenziometro fino a leggere la tensione 7,3 volt sulla scala dei 10 volt. Analogamente, se si vuole ottenere un segnale di ampiezza pari a 0,025 volt, regolare l'attenuatore a scatti sulla posizione 0,03 volt, ed il controllo potenziometrico fino ad ottenere la lettura di 2,5 volt sulla scala dei 3 volt.

Per ottenere l'ampiezza voluta del segnale di uscita su di un carico di 600 ohm (tensione massima 1 volt), mettere l'interruttore del carico sulla posizione « EXT » (esterno), e procedere come sopra.

Impiego della scala dei decibel. — Sappiamo già che il decibel esprime un rapporto tra due diversi livelli di potenza, e che viene usato come misura di confronto. Esso può essere impiegato anche nei confronti di livelli di tensione, purchè però le impedenze di entrata e di uscita siano eguali. Il decibel può essere impiegato anche come indicazione di una quantità nei confronti di un dato livello di tensione o di potenza, se l'altro livello di riferimento è noto.

In questo strumento, la scala dei decibel è basata sul noto standard secondo il quale

$$0\ dB = 1\ milliwatt\ su\ 600\ ohm$$

Di conseguenza, se l'apparecchio viene impiegato con carico esterno del valore di 600 ohm, le indicazioni dello strumento di controllo possono essere intese in dBm, ed il livello di riferimento resta così definito.

Nei casi in cui l'apparecchio venga invece usato con carichi la cui impedenza sia diversa da 600 ohm, ma inferiore a 10.000 ohm, è possibile calcolare un fattore di correzione relativo alla riduzione della tensione nell'attenuatore ed al livello risultante in dB (vedi lezione 54ª).

Se l'impiego avviene con carichi di impedenza assai elevata, il rapporto tra i due livelli del segnale può essere espresso con un numero di dB di differenza.

Ad esempio, supponiamo che un'apparecchiatura elettronica necessiti di un segnale di ampiezza pari a 0,61 volt ad un suo ingresso, per ottenere una determinata potenza di uscita, e che necessiti di un altro segnale di ampiezza pari a 0,012 volt ad un secondo ingresso per ottenere la medesima potenza di uscita. La differenza in dB tra i due segnali di ingresso può essere calcolata come segue:

0,61 volt corrispondono a —2 dB (sullo strumento) ± 0 dB (sull'attenuatore) = —2 dB

0,012 volt corrispondono a — 6 dB (sullo strumento) — 30 dB (sull'attenuatore) = — 36 dB

La differenza di livello ammonta pertanto a

$$(-2) - (-36) = +34\ dB$$

In teoria, nell'esempio ora citato, le due impedenze di ingresso devono essere eguali. Il metodo descritto è generalmente più utile che non il calcolo dei livelli di potenza corrispondenti (in funzione della tensione e dell'impedenza di ingresso) mediante la seguente formula:

$$dB = 10\ log \frac{P1}{P^2} = 10\ log \frac{E_1^2 : R_1}{E_2^2 : R_2}$$

Se le due impedenze in gioco sono eguali, la formula diventa:

$$dB = \frac{(E_1)^2}{(E^2)} = 20\ log \frac{E_1}{E_2}$$

Sebbene ciò sia esatto in teoria, in realtà, per notevoli differenze tra i due valori di impedenza, si introduce una percentuale di errore apprezzabile. Per effettuare un calcolo più esatto del livello in dB nel caso di applicazione di un carico diverso da quello standard, rimandiamo il lettore a quanto detto a pagina 430.

Precisione. — Dal momento che all'uscita del generatore AG - 9A è disponibile una tensione di segnale di una certa ampiezza e di una certa frequenza, è logico prevedere che i valori stabiliti per ogni singola posizione dei vari controlli relativi siano esatti entro determinati limiti di tolleranza.

Abbiamo visto, nell'esame del circuito elettrico, che la frequenza di oscillazione è determinata innanzitutto dal circuito di accordo costituito dai valori *R* e *C* dei complessi di commutazione (cifre significative e moltiplicatore), ed, in secondo luogo dalla precisione dei valori effettivi dei diversi componenti.

La tolleranza nominale delle resistenze di precisione è dell'1%, quella dei condensatori di accordo è invece del 2%. L'errore introdotto dalla tolleranza sul valore delle altre resistenze presenti nel circuito (quelle cioè che servono per la polarizzazione degli elettrodi delle valvole), la quale tolleranza ammonta al 5%, introduce una ulteriore percentuale di tolleranza pari ad un decimo di quella apportata dalle stesse resistenze all'1%. Di conseguenza, il loro effetto si riduce allo 0,5% circa.

Considerando inoltre le variazioni apportate dalle differenze di temperatura, dalle capacità parassite distribuite nei vari punti del circuito, nonchè gli spostamenti di fase degli stadi amplificatori ai limiti di frequenza, il massimo errore della frequenza effettiva del segnale di uscita, rispetto all'indicazione da parte dei controlli relativi, non sarà superiore al 5%.

L'esattezza della tensione di uscita dipende da numerosi fattori. E' compito di chi realizza il montaggio provvedere alla taratura mediante uno strumento esterno. A tale riguardo, è bene tener presente che gli strumenti a ferro mobile sono soggetti ad errori a seconda delle frequenza della tensione misurata, e difficilmente consentono letture esatte con frequenze superiori a 150 Hz. Gli strumenti a bobina mobile, provvisti di rettificatore (tester), cominciano invece ad introdurre errori apprezzabili con frequenze dell'ordine di 5 kHz.

Oltre a ciò, la tensione di uscita viene ulteriormente influenzata dall'attenuatore, nel quale vengono usate resistenze aventi una tolleranza del 5%. La tolleranza totale ammonta pertanto al 5%. La precisione dell'attenuatore dipende, infine, anche dal valore della resistenza di carico, in modo particolare nella portata fino a 3 volt, nella quale una resistenza da 12 kohm, usata come carico, abbassa l'uscita di 0,5 dB, ed una da 2 kohm determina un errore di 3 dB.

Volendo effettuare un controllo approssimativo della taratura in frequenza dell'apparecchio realizzato, mediante un oscillografo a raggi catodici del tipo descritto alle lezioni 98ª e 99ª, senza peraltro disporre di un secondo generatore campione, si potrà procedere come segue riguardo all'oscillografo:

1) Collegare l'uscita del generatore da controllare all'ngresso dell'amplificatore verticale.
2) Porre il selettore orizzontale in modo da inserire sul canale la tensione di rete (prelevata internamente).
3) Regolare gli attenuatori verticale ed orizzontale fino ad avere ampiezze di deflessione adeguate.
4) Variare la frequenza del segnale prodotto, portandola progressivamente a 25, 50, 100, 150, 200, Hz e cosi via, seguendo la progressione dei multipli di 50. Dal momento che la frequenza di rete è di 50 Hz, si otterrà un'immagine ferma in corrispondenza di ognuno di detti valori. Ad esempio, con una frequenza di 25 Hz, si otterrà un'immagine simile a quella di figura 5 e 8 (pagina 812) ma disposta verticalmente (rapporto 1 : 2). Con una frequenza di 50 Hz, l'immagine sarà simile ad una delle figure 1, 2, 3 o 4, (pagina 812), e così via, a seconda del rapporto tra la frequenza del segnale e quella di rete. Si rammenti che le eventuali discordanze possono essere dovute ad inesattezza o incostanza della frequenza di rete, e che questo controllo è possibile fino ad un massimo di 1000 Hz. Per frequenze superiori si può adottare il metodo descritto alla lezione 103ª.

Nella portata fino ad 1 volt, ed in quelle inferiori, applicando un carico ad alta impedenza, si ottiene una tensione di uscita pari al doppio di quella indicata (ossia maggiore di 6 dB), se non viene inserito il carico interno.

Nella portata fino a 10 volt — tuttavia — l'applicazione del carico, sebbene determini una riduzione dell'indicazione da parte dello strumento, in realtà non introduce alcun errore nella lettura, in quanto lo strumento indica la tensione direttamente.

Con valori del carico inferiori a 10 kohm si può avere un aumento della distorsione, e l'applicazione di carichi di valore molto basso costituisce — in pratica — un cortocircuito ai capi dell'uscita della valvola 6CL6. Ciò può bloccare il circuito smorzando le oscillazioni, quando il controllo di uscita è in posizione di massimo.

Lo strumento di controllo, ed i circuiti ad esso associati, aggiungono ulteriori inesattezze per tensioni che differiscono da quella di taratura. L'equipaggio mobile può spostarsi del 2% del valore di fondo scala per eventuali discordanze tra la curva nominale dello strumento stesso e le caratteristiche particolari dello strumento.

I rettificatori a cristallo per la lettura dell'ampiezza del segnale si comportano in modo non lineare per valori bassi di tensione, tuttavia questo errore è praticamente compensato dalla presenza del terzo diodo, come si è detto nella lezione precedente. Si può concludere che, tenendo conto di tutti i fattori elencati, la precisione dell'indicazione rispetto all'ampiezza effettiva del segnale ammonta all'incirca al 5%.

TABELLA 87 — CORRISPONDENZA tra le MISURE AMERICANE delle VITI MECCANICHE, ed i VALORI DECIMALI di POLLICE EQUIVALENTI.

Continuando la serie delle tabelle di conversione, riportiamo qui un elenco delle misure adottate in America per contraddistinguere le viti. Come si nota, tali misure sono espresse sia secondo frazioni di pollice, sia secondo lettere dell'alfabeto, o secondo numeri progressivi. In ogni caso, è riportato a fianco il valore decimale in pollici, che — all'occorrenza — potrà essere facilmente convertito in millimetri, moltiplicandolo per il fattore costante 25,4.

Ad esempio, una vite del tipo Q ha un diametro esterno di 0,3320 pollici. Il diametro in millimetri è dato da:

$$0{,}3320 \times 25{,}4 = 8{,}432 \text{ mm.}$$

Analogamente, una vite N° 5 ha un diametro di 0,2055 pollici, pari a 6,209 mm. Mediante questa tabella, è dunque possibile calcolare il diametro delle viti corrispondenti secondo il nostro sistema.

MISURA	EQUIVALENTE DECIMALE in POLLICI	MISURA	EQUIVALENTE DECIMALE in POLLICI	MISURA	EQUIVALENTE DECIMALE in POLLICI
1/2	0,5000	C	0,2420	N° 30	0,1285
31/64	0,4844	B	0,2380	1/8	0,1250
15/32	0,4687	15/64	0,2344	N°31	0,1200
29/64	0,4531	A	0,2340	N°32	0,1160
7/16	0,4375	N° 1	0,2280	N°33	0,1130
27/64	0,4219	N° 2	0,2280	N°34	0,1110
Z	0,4130	7/32	0,2187	N°35	0,1100
13/32	0,4062	N°3	0,2130	7/64	0,1094
Y	0,4040	N°4	0,2090	N°36	0,1065
X	0,3970	N°5	0,2055	N°37	0,1040
25/64	0,3906	N°6	0,2040	N°38	0,1015
W	0,3860	13/64	0,2031	N°39	0,0995
V	0,3770	N°7	0,2010	N°40	0,0980
3/8	0,3750	N°8	0,1990	N°41	0,0960
U	0,3680	N°9	0,1960	3/32	0,0937
23/64	0,3594	N°10	0,1935	N°42	0,0935
T	0,3580	N°11	0,1910	N°43	0,0890
S	0,3480	N°12	0,1890	N°44	0,0860
11/32	0,3437	3/16	0,1875	N°45	0,0820
R	0,3390	N°13	0,1850	N°46	0,0810
Q	0,3320	N°14	0,1820	N°47	0,0785
21/64	0,3281	N°15	0,1800	5/64	0,0781
P	0,3230	N°16	0,1770	N°48	0,0760
O	0,3160	N°17	0,1730	N°49	0,0730
5/16	0,3125	11/64	0,1719	N°50	0,0700
N	0,3020	N°18	0,1695	N°51	0,0670
19/64	0,2969	N°19	0,1660	N°52	0,0635
M	0,2950	N°20	0,1610	1/16	0,0625
L	0,2900	N°21	0,1590	N°53	0,0595
9/32	0,2812	N°22	0,1570	N°54	0,0550
K	0,2810	5/32	0,1562	N°55	0,0520
J	0,2770	N°23	0,1540	3/64	0,0469
I	0,2720	N°24	0,1520	N°56	0,0465
H	0,2660	N°25	0,1495	N°57	0,0430
17/64	0,2656	N°26	0,1470	N°58	0,0420
G	0,2610	N°27	0,1440	N°59	0,0410
F	0,2570	9/64	0,1406	N°60	0,0400
E-1/4	0,2500	N°28	0,1405	—	—
D	0,2460	N°29	0,1360	—	—

per RILEGARE

le lezioni del "Corso di RADIOTECNICA„ potete disporre di apposite, razionali copertine - imitazione pelle - con diciture in oro.

Le copertine vengono fornite con tutto il necessario atto a formare un vero e proprio volume: non si tratta quindi di semplici raccoglitori, ma di un sistema, brevettato, che consente a chiunque di rilegare, da se, i diversi fascicoli.

Ogni copertina prevede la raccolta di 26 fascicoli (metà Corso).

COPERTINA per **VOLUME I°**	Lire 880
Spese postali e imballo	» 195
Totale	» **1.075**
COPERTINA per **VOLUME II°**	(come sopra)
Le DUE COPERTINE assieme	L. **2.100**

POTETE EVITARE QUALSIASI ALTRA SPESA PER FORMARE I VOSTRI VOLUMI

L'INVIO VIENE EFFETTUATO A MEZZO POSTA E LE RICHIESTE — ACCOMPAGNATE DALL'IMPORTO — DEVONO ESSERE INDIRIZZATE DIRETTAMENTE AL **« CORSO DI RADIOTECNICA » - VIA DEI PELLEGRINI 8/4 - MILANO.**

L'IMPORTO PUO' ESSERE VERSATO SUL CONTO CORRENTE POSTALE N. 3/41203, MILANO. — SI PREGA DI SCRIVERE IN MODO MOLTO CHIARO IL PROPRIO INDIRIZZO.

DATO IL PARTICOLARE SISTEMA, I FASCICOLI **POSSONO ESSERE RILEGATI OGNI SETTIMANA.**

ALLA FINE DEL **« CORSO »** E' PREVISTA LA PUBBLICAZIONE DI UNA « ERRATA CORRIGE » E DI INDICI MOLTO UTILI E PRATICI PER LA RICERCA DEI VARI ARGOMENTI.

Anche se possedete già dei fascicoli del « Corso di RADIOTECNICA »
VI POTETE ABBONARE

Calcolando un importo di lire 120 (centoventi) per ogni fascicolo in vostro possesso, detraete l'ammontare dalla quota di abbonamento. **Inviando la differenza** precisate i singoli numeri dei fascicoli esclusi.
Se vi interessano invece fascicoli arretrati affrettatevi a richiederli prima che qualche numero risulti esaurito. Attualmente possiamo spedire i fascicoli finora pubblicati, **a lire 150 cadauno** in luogo di lire 300 (prezzo normale degli arretrati).

Versamenti sul conto corrente postale N. 3/41.203 - Milano.

corso di RADIOTECNICA

pubblicazione settimanale - 10 - 17 giugno 1961 - un fascicolo lire 150 37° numero

corso di

RADIOTECNICA

settimanale a carattere culturale

Direzione, Amministrazione, Pubblicità:
Via dei Pellegrini 8/4 - Telef. 593.478
MILANO

Ogni fascicolo — contenente 3 lezioni — costa lire 150, acquistato alle edicole.

Se l'edicola risulta sprovvista, o si teme di rimanere privi di qualche numero, si chieda invio settimanale direttamente al proprio domicilio a mezzo abbonamento.

Il versamento per ricevere i 52 fascicoli costituenti l'intero Corso è di lire 6500 + I.G.E. = lire 6630. A mezzo vaglia postale, assegno bancario, o versamento sul conto corr. postale 3/41.203 del « Corso di RADIOTECNICA » - Via dei Pellegrini 8-4 - Milano. In ogni caso, scrivere in modo molto chiaro e completo il proprio indirizzo.

L'abbonamento può essere effettuato in qualsiasi momento; si intende comprensivo delle lezioni pubblicate e dà diritto a ricevere tali lezioni, che saranno inviate con unica spedizione.

Estero: abbonamento al Corso, Lit. 8.500. ($ 15). Numeri singoli Lit. 300 ($ 0,50).

Per i cambi di indirizzo durante lo svolgimento del Corso, unire lire 100, citando sempre il vecchio indirizzo.

Fascicoli singoli arretrati — se disponibili — possono essere ordinati a lire 300 cadauno. Non si spedisce contrassegno.

Distribuzione alle edicole di tutta Italia: Diffus. Milanese . Via Soperga, 57 - Milano.

Direttore responsabile: Giulio Borgogno. Autorizzaz. N. 5357 - Tribunale di Milano.

Stampa: Intergrafica S.r.l. - Cologno Monzese.

La Direzione non rivende materiale radio; essa può comunicare, se richiesta, indirizzi di Fabbricanti, Importatori, Grossisti ecc. in grado di fornire il necessario ed ai quali il lettore può rivolgersi direttamente.

Alla corrispondenza con richiesta di informazioni ecc. si prega allegare sempre il **francobollo per la risposta**.

Parte del testo e delle illustrazioni è dovuta alla collaborazione del Bureau of Naval Personnel, nonchè al Dept. of the Army and the Air Force - U.S.A.

A chi può essere utile questo Corso? Anzitutto — stante la sua impostazione — il Corso, basato sull'esposizione in forma a tutti accessibile, della radiotecnica, dai suoi elementi basilari alla evoluzione più recente, rappresenta la forma ideale per tutti coloro che intendono dedicarsi all'elettronica, sia come forma ricreativa sia — soprattutto — per l'acquisizione di una professione specializzata che possa procurare loro una posizione di privilegio in seno alla società odierna.

Anno per anno, la nostra civiltà si indirizza sempre più verso questa meravigliosa, si potrebbe dire fascinosa, elettronica, che nel modo più evidente consente sviluppi impensati, progressi grandiosi e una rapida evoluzione di tutti gli altri rami dello scibile che essa tocca e influenza.

L'industria, tutta l'industria, nel senso più ampio, da quella elettrotecnica a quella meccanica, alla metallurgica, alla chimica ecc., con i suoi laboratori di ricerca e le sue fabbriche richiede, e richiederà sempre più, con un ritmo rapidamente crescente, tecnici specializzati con conoscenza dell'elettronica, tecnici specificatamente elettronici e persino operai e impiegati di ogni ordine e categoria con cognizioni di elettronica.

Si può dire che anche le branche commerciali, quelle dei trasporti e persino quelle amministrative con le recenti introduzioni delle calcolatrici, abbisognano di personale che conosca i principi dell'elettronica, le macchine relative, il loro pieno sfruttamento, la eventuale riparazione ecc. e, quanto più in modo completo, quanto meglio.

Nasce, da una tale situazione, una logica conseguenza: per la scelta di una professione o di un mestiere, per un miglioramento della propria posizione sociale, per l'intrapresa di una libera attività o anche per la sola acquisizione di cognizioni che indubbiamente verranno oltremodo utili, è quanto mai opportuno riflettere se non sia conveniente dedicare un po' di tempo allo studio di questa scienza che ha tra l'altro il pregio di rendersi immediatamente attraente, concreta, accessibile e foriera di moltissime soddisfazioni.

A questo scopo appunto, e con questi intenti, è stato redatto questo Corso.

Non mancano invero altri corsi (specie per corrispondenza) o scuole di radiotecnica, nè mancano (sebbene siano in numero del tutto inadeguato) scuole statali o pareggiate ma la struttura e l'impostazione che caratterizzano queste 156 lezioni sono alquanto particolari, presentando non pochi vantaggi sulle diverse altre forme di cui si è detto.

Anzitutto vogliamo porre in evidenza **il fattore economico.**

Frequentare regolarmente, durante tutto l'anno, una scuola è certo il modo più logico — anche se non il più rapido — per apprendere ma, tralasciando il fatto che rarissimi sono gli Istituti di radiotecnica, è a tutti possibile dedicarsi esclusivamente, e per l'intero anno, allo studio? Noi riteniamo che chi può farlo costituisca oggi assai più l'eccezione che la regola. Ciò significa infatti poter disporre liberamente del proprio tempo senza avere la necessità di un contemporaneo guadagno: il nostro Corso permette a chiunque di studiare a casa propria, nelle ore libere dal lavoro, senza abbandonare o trascurare quest'ultimo. Ciò caratterizza invero anche altri corsi, ma il vantaggio economico diviene notevole ed evidentissimo se si considera che di fronte all'esborso, anche se rateale, di quasi 80.000 lire che i corsi per corrispondenza richiedono, seguendo il nostro Corso la spesa in un anno risulta di poco più di 7500 lire (150 lire alla settimana presso un'edicola) o di 6630 lire totali, con recapito postale, settimanale, delle lezioni a domicilio.

E' superfluo dire che la Modulazione di Frequenza, i transistori, i circuiti stampati, la trasmissione, il telecomando ecc. sono argomenti integrali del Corso e non costituiscono motivo di corsi speciali, aggiunti o particolari.

Le lezioni di questo Corso — a differenza di molte altre — non sono stampate con sistemi di dispensa, a ciclostile, o con sistemi più o meno analoghi, derivanti cioè da un originale battuto a macchina da scrivere; esse sono stampate in uno stabilimento grafico, con chiari caratteri tipografici da cui deriva una assai più agevole lettura e — fattore certamente di non secondaria importanza — un contenuto molto più ampio, corrispondendo una pagina a stampa a tre o quattro pagine di quelle citate. Il lettore avrà, alla fine del Corso, un volume di ben 1248 pagine di grande formato!

Chiunque, indipendentemente dall'età, dalla professione e dalle scuole compiute **può seguire il Corso.** Alle esposizioni teoriche si abbinano numerose, attraenti, istruttive ed utili descrizioni che consentono la realizzazione di ricevitori, amplificatori, strumenti vari e persino di trasmittenti su onde corte.

A questo proposito è sintomatico il fatto che la Direzione non vuole assolutamente assumere la fisionomia di un fornitore o commerciante di materiale radio, rivendendo agli allievi le parti necessarie. Il materiale occorrente l'interessato può acquistarlo dove e come meglio crede e, assai spesso anzi, già ne dispone. Viene così evitato l'acquisto forzoso, caratteristico più o meno di tutti gli altri corsi.

Anche chi è già radiotecnico, anche chi ha seguito o segue altri corsi troverà il massimo tornaconto in questo completo ed aggiornato lavoro. Molte nozioni, è logico, saranno note, altre un po' meno e sarà utile rinfrescarle, e il tutto infine costituirà un manuale di consultazione, prezioso tanto per la teoria esposta quanto per i numerosi schemi, per le tabelle, per i grafici, gli elenchi, i dati, il vocabolario dei termini ecc.

Concludendo, si può affermare che questo **Corso di Radiotecnica** oltre che come insegnamento graduale si presenta come **enciclopedia e rivista assieme** ciò che permette di formare — con modestissima spesa — **il più completo, ricco, utile e pratico volume di radiotecnica di cui sia dato oggigiorno disporre.**

DISTORSIONE e CONTROREAZIONE in BASSA FREQUENZA

DISTORSIONE

Come abbiamo avuto occasione di accennare ripetutamente, si dice che un amplificatore distorce, allorchè la forma d'onda dei segnali in uscita non corrisponde a quella dei segnali in entrata.

Studiando le forme d'onda, abbiamo visto che l'andamento del segnale elettrico — derivante, tramite un microfono, da un suono qualsiasi — dipende dal contenuto di armoniche, ossia dall'ampiezza e dalla fase relativa alle diverse componenti sinusoidali presenti nel segnale. Ogni dispositivo che altera queste relazioni di ampiezza e di fase, apporta delle distorsioni. Un altro tipo di distorsione è quello che viene introdotto da dispositivi che, alla tensione del segnale presente all'ingresso, aggiungono segnali parassiti i quali modificano il contenuto di armoniche, e quindi alterano la forma d'onda.

In sintesi, le distorsioni che un amplificatore può introdurre si possono dividere in 4 categorie:

1) distorsioni di frequenza,
2) distorsioni di fase,
3) distorsioni di ampiezza
4) distorsioni di intermodulazione.

I primi due tipi si manifestano quando il guadagno dell'amplificatore non è uniforme alle diverse frequenze. Queste variazioni nel guadagno, sono in gran parte determinate dai circuiti di accoppiamento tra i diversi stadi. E' proprio per questo che gli accoppiamenti *RC* sono preferibili a quelli a trasformatore, poichè trasferiscono più uniformemente le diverse frequenze. Le due citate distorsioni non sono presenti se il segnale in ingresso è composto da un'unica sinusoide perchè, in tal caso la frequenza del segnale è unica.

Nel caso della distorsione di ampiezza, è l'amplificatore stesso che introduce frequenze spurie, così da distorcere anche un segnale che, all'ingresso, sia perfettamente sinusoidale. Ciò vale, sebbene in modo diverso, anche nel caso della distorsione per intermodulazione. Esaminiamo ora, in modo un po' più analitico, le diverse forme di distorsione di cui si è detto.

Distorsione di frequenza

Questo tipo di distorsione si verifica quando alcune delle frequenze componenti un segnale complesso vengono amplificate in modo maggiore delle altre. La **figura 1** mostra, a titolo di esempio, come la distorsione di frequenza può alterare la forma d'onda di un segnale costituito da una fondamentale e dalla sua terza armonica. A sinistra della figura, vediamo la forma d'onda del segnale così come esso si presenta all'entrata, e la ampiezza relativa delle due componenti; a destra, vediamo invece l'ampiezza delle due componenti rilevate all'uscita dell'amplificatore ed il segnale complessivo che ne risulta. Per spiegare chiaramente il fenomeno occorre prendere in considerazione la «curva di responso» di un amplificatore alla quale abbiamo già fatto cenno in precedenti lezioni. Un esempio di tale curva è rappresentato alla **figura 2**; in ascisse, è riportata la frequenza del segnale, su scala logaritmica, mentre in ordinate è riportato il relativo livello di uscita, a parità di tensione del segnale di entrata. Come si può notare, al di sotto della frequenza di 50 Hz — come pure al di sopra della frequenza di 12.000 Hz — il livello d'uscita diminuisce rapidamente. Il tratto di curva compreso da tali frequenze è invece notevolmente lineare.

Ciò significa che i segnali sinusoidali la cui frequenza è compresa fra 50 e 12.000 Hz, vengono amplificati in modo uniforme. Quelli, invece, al di fuori di tali limiti, vengono tanto maggiormente attenuati quanto più le loro frequenze distano dal tratto lineare.

Nel caso della curva di risposta di figura 2, si potrebbe pensare che *tutti* i segnali la cui frequenza è compresa tra 50 e 12.000 Hz vengano amplificati uniformemente. Ciò è invece vero solo nel caso dei segnali *sinusoidali*. Può capitare, con segnali complessi — che, come sappiamo, comprendono un certo numero di armoniche di ordine superiore — che, mentre la frequenza fondamentale è compresa nel tratto lineare della curva di responso (banda passante), le armoniche superiori siano invece esterne, in modo tale da subire, loro, una certa attenuazione.

Se riprendiamo l'esempio della figura 1, ove il segnale applicato all'entrata è costituito da due sole oscillazioni — la fondamentale e la terza armonica — e supponiamo che le rispettive frequenze di tali segnali siano di 6.000 (e quindi 18.000) Hz, posto che la curva di responso sia quella di figura 2, mentre la fondamentale è compresa nella banda passante — e quindi viene amplificata in modo normale — la terza armonica è ad essa esterna e quindi viene amplificata in misura inferiore. Questo fenomeno è chiaramente visibile confrontando fra loro le ampiezze relative della prima e della terza armonica, alla entrata ed all'uscita dell'amplificatore. L'alterazione di tale rapporto deter-

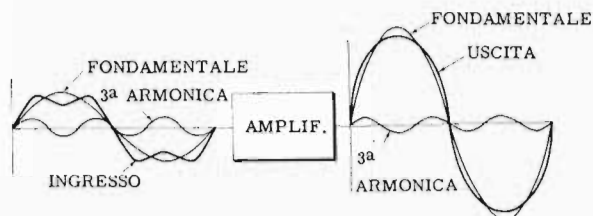



Fig. 1 — Distorsione della forma d'onda di un segnale, dovuta alla presenza della terza armonica. A sinistra dell'amplificatore è rappresentato il segnale entrante (indicato « ingresso ») derivante dalla combinazione della terza armonica con la fondamentale: queste due ultime sono anch'esse raffigurate singolarmente. A destra è riprodotta la forma d'onda del segnale amplificato (indicato « uscita ») e, per rendere più chiaro il concetto, singolarmente anche la terza armonica e la fondamentale.

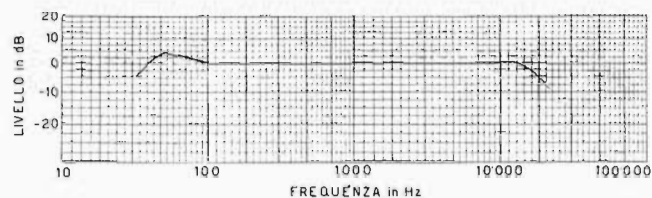



Fig. 2 — Esempio di curva di responso di un amplificatore di Bassa Frequenza di ottima qualità. Il responso è uniforme per frequenze comprese tra 50 e 12.000 Hz. Si osservi però che detta amplificazione non può essere considerata uniforme anche per le armoniche, specie delle frequenze più elevate, in quanto — ad esempio — la seconda armonica di un segnale di 10 kHz, pari a 20 kHz, cade al di fuori della parte rettilinea della curva, e subisce una forte attenuazione.

mina, nel segnale risultante, un'evidente distorsione.

Abbiamo già visto che i segnali corrispondenti ai suoni provenienti da strumenti musicali o da voci umane, sono, in realtà, molto complessi, e comprendono armoniche di ordine anche molto elevato. E' per questa ragione che è auspicabile che la banda passante di un amplificatore per frequenze acustiche sia il più possibile ampia, in modo da consentire la ripetizione lineare della maggior parte delle armoniche superiori. Fortunatamente, — ci è noto — più è elevato l'ordine dell'armonica, più diminuisce la sua ampiezza, per cui si possono trascurare, anche ai fini di un'ottima riproduzione, le armoniche d'ordine superiore a 10.

Naturalmente, anche il limite inferiore della banda passante ha una importanza notevole, poichè determina la minima frequenza fondamentale che è possibile riprodurre senza distorsioni. Un buon amplificatore deve poter riprodurre linearmente le frequenze fino ad almeno 50 Hz, affinchè non vengano attenuate le note più basse di molti strumenti musicali, che spesso raggiungono tale limite.

Distorsione di fase

Quando i segnali passano attraverso un circuito di amplificazione vengono sempre *ritardati*, ossia distorti nella fase. Questo ritardo, o sfasamento, dipende — in parte — dalla loro frequenza, poichè, oltre che dalle valvole, le quali determinano un ritardo di fase costante a tutte le frequenze, esso viene determinato dalle reti di accoppiamento intervalvolare, costituite soprattutto da reattanze che, ovviamente, si comportano in modo diverso a seconda della frequenza. Quando il segnale amplificato è costituito da una semplice sinusoide non si ha distorsione, poichè la forma d'onda del segnale di uscita risulta, anche se ritardata, eguale a quella della tensione di ingresso. Nel caso, invece, che il segnale sia complesso, la tensione d'uscita avrà la medesima forma della tensione di ingresso solo nel caso in cui le diverse frequenze delle armoniche componenti siano ritardate *tutte* di una quantità costante.

In altre parole, non si verifica distorsione solo nel caso in cui gli angoli di fase relativi tra i diversi segnali costituenti la tensione di ingresso risultano alterati in modo proporzionale alla frequenza, vale a dire, quando gli angoli di fase relativi delle armoniche non risultano spostati di fase rispetto alla frequenza fondamentale. In realtà, quando si applicano all'ingresso di un amplificatore forme d'onda complesse, ogni frequenza componente può venire spostata di fase di un angolo non proporzionale alla frequenza, in modo tale che la forma d'onda presente all'uscita non è più una fedele riproduzione di quella presente all'entrata.

La **figura 3** mostra la trasformazione che avviene in un segnale quando viene amplificato da un circuito introducente una distorsione di fase. Per semplicità, supponiamo che il segnale di ingresso sia costituito esclusivamente da una fondamentale e dalla terza armonica. Supponiamo, inoltre, che entrambe siano comprese nella banda passante dell'amplificatore, in modo tale da venire amplificate in pari modo. In queste condizioni, le ampiezze relative delle due oscillazioni non variano, e non si ha distorsione di frequenza. Però, la fase della terza armonica viene spostata di 90° rispetto alla fondamentale, ciò che si può notare esaminando i segnali presenti all'uscita dell'amplificatore. Da tale esame si può altresì rilevare che la forma d'onda di uscita è notevolmente diversa da quella d'entrata.

In pratica, la distorsione di frequenza e la distorsione di fase si hanno, quasi invariabilmente, l'una insieme all'altra: nelle figure 1 e 3, le abbiamo suddivise esclusivamente per rendere più chiaro il principio secondo il quale i due tipi di distorsione hanno origine, e abbiamo considerato il caso di un segnale particolarmente semplice. In realtà, si ha sempre a che fare con segnali molto più complessi, composti da un elevato numero di armoniche; ogni armonica subisce una determinata distorsione di frequenza e di fase, e quindi lo studio del fenomeno è molto più complesso di quello da noi esemplificato. Allo scopo di diminuire il più possibile la distorsione di fase, occore progettare con particolare cura i circuiti di accoppiamento tra uno stadio e l'altro.

Distorsione di ampiezza

Se uno stadio amplificatore a valvola elettronica lavora in un tratto *non lineare* della caratteristica della valvola, un cambiamento istantaneo nella tensione di griglia (determinato dal segnale presente all'ingresso) provoca un cambiamento istantaneo nella corrente di placca non direttamente proporzionale, e ciò appunto perchè il funzionamento della valvola si verifica nel

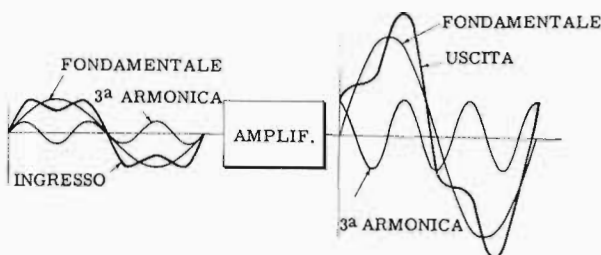



Fig. 3 — Trasformazione della forma d'onda di un segnale, in seguito al suo passaggio attraverso uno stadio amplificatore introducente una distorsione di fase. Si nota, a sinistra, la frequenza fondamentale e la sua terza armonica. L'amplificatore introduce uno sfasamento di 90° sulla sola armonica, dal che deriva la forma d'onda del segnale di uscita, visibile a destra, alquanto diversa.

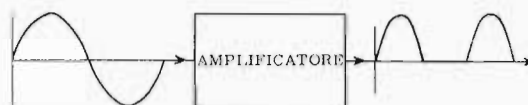



Fig. 4 — Rappresentazione dei segnali di ingresso (a sinistra) e di uscita (a destra), di un amplificatore in classe B non sovraccaricato. E' evidente che lo stadio si comporta come un vero e proprio rettificatore; infatti, le semionde negative vengono completamente soppresse. Ovviamente, essendo lo stadio accoppiato ad un secondo stadio ad esso in controfase, l'altra semionda viene resa disponibile anch'essa, ed in due segnali si integrano a vicenda in uscita.

tratto *non* rettilineo. Ne risulta quindi, una distorsione che viene detta « distorsione di ampiezza » o anche « di non linearità ». In questo caso l'amplificatore, distorcendo la forma d'onda del segnale, genera particolari componenti armonici, che compaiono in uscita, in aggiunta a quelli presenti all'entrata.

La distorsione di ampiezza si verifica solo in lieve misura negli amplificatori in classe A. Essa è invece sempre presente negli amplificatori in classe B e C.

Consideriamo, ad esempio, un segnale sinusoidale applicato all'ingresso di un amplificatore in classe B, e supponiamo, per di più, che l'ampiezza del segnale sia tale da sovraccaricare lo stadio.

Alla **figura 4** è indicato il segnale di entrata e di uscita nel caso di un amplificatore in classe B non sovraccaricato. Se, tuttavia, l'ampiezza del segnale di entrata è tale da superare il tratto caratteristico rettilineo anche verso il lato positivo, si ottiene una distorsione anche nelle alternanze positive. Il fenomeno è rappresentato alla **figura 5-A**. Al di sotto della soglia di interdizione, la corrente che attraversa la valvola si riduce a zero, indipendentemente dalla tensione negativa sulla griglia; analogamente, al di sopra del punto di saturazione, la corrente di placca non aumenta più, indipendentemente dalla tensione di griglia. Tale tipo di distorsione viene spesso ottenuto di proposito per generare forme d'onda speciali, utili in varie applicazioni dell'elettronica. Le nuove frequenze introdotte dall'amplificatore in classe B sovraccaricato della figura 5-A, sono rappresentate alla figura 5-**B**.

La distorsione di ampiezza non si verifica solo se il segnale applicato alla griglia è tale da far lavorare la valvola al di sotto della soglia di interdizione o al di sopra del punto di saturazione. E' sufficiente che, anche per un piccolo intervallo di tempo, corrispondente al picco del segnale, la valvola lavori in un punto in cui la sua curva caratteristica non è rettilinea perchè il fenomeno si manifesti. Anche in quest'ultimo caso si introducono nuove frequenze, con particolare riguardo alla seconda armonica di ogni frequenza di entrata. Il miglior metodo per ridurre la distorsione di ampiezza consiste nel far lavorare — ove possibile — tutti gli stadi in classe A, assicurandosi di non applicare mai al loro ingresso segnali capaci di sovraccaricarli. Si lavorerà così sul solo tratto rettilineo della caratteristica della valvola.

Distorsione di intermodulazione

Un segnale complesso contiene, ovviamente, almeno due frequenze componenti. Se tale segnale è applicato all'ingresso di un amplificatore funzionante su un qualsiasi tratto non rettilineo della sua caratteristica, si ha come risultato una distorsione di intermodulazione.

Tale tipo di distorsione, benchè sia causato dalle stesse circostanze della distorsione di ampiezza, è in realtà, come effetto, molto diverso da questa.

La distorsione di ampiezza determina la formazione di segnali *a frequenza armonica del segnale presente all'ingresso*, segnali che si sommano ad esso modificandolo. La distorsione di intermodulazione provoca invece, la formazione di segnali parassiti *a frequenza pari alla somma ed alla differenza di due armoniche* qualunque del segnale presente all'ingresso.

Condizione atta alla produzione di una distorsione di intermodulazione è che il segnale applicato in ingresso non sia sinusoidale e che sia costituito da almeno due armoniche.

Alla **figura 6**, sono indicate, come esempio, le due nuove frequenze che compaiono quando si applicano contemporaneamente due segnali sinusoidali, uno di 60 Hz ed uno di 1000 Hz, all'ingresso di un amplificatore che produce distorsione di intermodulazione. Le due nuove frequenze, 940 Hz e 1600 Hz, non sono armoniche di nessuna delle due presenti all'ingresso. Poichè la distorsione di intermodulazione è sempre accompagnata da distorsione di ampiezza, saranno presenti anche le armoniche dei 60 e dei 1.000 Hz, che tuttavia non abbiamo rappresentate in figura perchè originate da un'altra causa.

Negli amplificatori audio, la distorsione di intermodulazione è la più sgradevole poichè produce suoni non coerenti con quelli richiesti per la riproduzione comprensibile e musicalmente piacevole di parole o di musica. La distorsione di intermodulazione ha luogo ogni qualvolta le valvole amplificatrici risultano sovraccaricate o il nucleo del trasformatore d'uscita lavora in condizioni di saturazione. Anche questo tipo di distorsione è eliminabile facendo lavorare tutti i componenti dell'amplificatore nel tratto più lineare possibile delle loro caratteristiche.

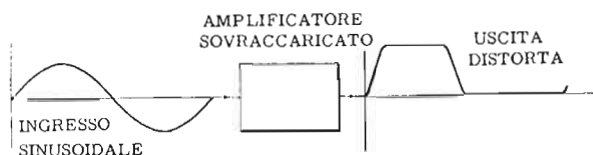



Fig. 5-A — Segnali di entrata e di uscita di un amplificatore in classe B sovraccaricato: è messa in evidenza la distorsione in uscita.

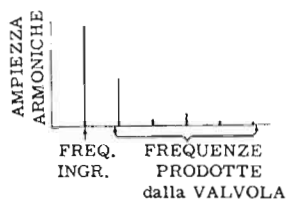



Fig. 5-B — Nel caso di cui alla figura 5-A, la valvola introduce delle frequenze armoniche, la cui ampiezza proporzionale alla fondamentale è qui rappresentata in ordinata.

Fig. 6 — Rappresentazione delle frequenze prodotte dalla valvola con due segnali di ingresso sinusoidali, rispettivamente di 60 e 1.000 hertz.

Fig. 7 — Applicazione di un circuito di controreazione. Il segnale viene prelevato all'uscita (dove è sfasato di 180° rispetto all'entrata), e retrocesso con la sua stessa fase.

REAZIONE

Tra i tipi di distorsione che abbiamo esaminati, particolarmente grave è la distorsione di ampiezza (di non linearità) che, come abbiamo visto, ha origine in conseguenza della curvatura della caratteristica delle valvole elettroniche: vale a dire, che la corrente anodica di una valvola varia in modo proporzionale alla tensione di griglia solo entro determinati limiti, assai ristretti. E' possibile minimizzare la distorsione di ampiezza verificantesi in uno stadio amplificatore a valvola, sovrapponendo al segnale di griglia una parte del segnale di placca distorto presente all'uscita, in modo però che la sua polarità risulti *opposta* a quella del segnale di griglia preesistente, ossia *in modo che tra detti segnali vi sia uno sfasamento di* 180°. Tale sfasamento è quello che, ci è noto, normalmente introduce uno stadio amplificatore a valvola: risulta pertanto sufficiente retrocedere parte del segnale di uscita direttamente nel circuito di ingresso, semplicemente nella fase in cui esso si trova nel circuito di placca, come si può notare alla **figura 7**.

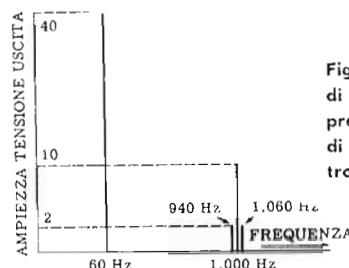
Un amplificatore, in cui una parte della tensione di uscita viene portata all'ingresso, si dice genericamente, qualunque sia la fase con cui il segnale di ritorno viene iniettato sulla griglia, **amplificatore con reazione.**

Reazione negativa e positiva

A suo tempo, occupandoci degli oscillatori, abbiamo già visto che la reazione si divide poi in « reazione positiva » (o, più brevemente, « reazione ») e « reazione negativa » detta anche « reazione inversa » o « controreazione ».

La reazione negativa è appunto quella in cui *il segnale retrocesso è in opposizione di fase* con quello presente all'ingresso, e determina, oltre ad una diminuzione della distorsione, una diminuzione del guadagno dello stadio.

La reazione positiva invece, si ottiene quando *il segnale viene retrocesso in fase* con quello d'ingresso. Essa determina un aumento del guadagno dello stadio, come già spiegato nella lezione dedicata ai ricevitori radio, dando luogo altresì ad un aumento della distorsione, e, se spinta oltre un certo limite, all'oscillazione.

La controreazione, oltre a quanto accennato sopra a proposito della distorsione di ampiezza, riduce anche la distorsione di frequenza e la distorsione di fase, allarga la banda passante dell'amplificatore e contribuisce a rendere rettilineo il tratto della curva di responso corrispondente alla banda passante. L'uso della controreazione comporta, inoltre, un funzionamento più stabile, rendendo l'amplificatore praticamente indipendente dalle variazioni delle caratteristiche delle valvole e, entro certi limiti, dalla tensione di alimentazione. La reazione negativa, infine, determina un abbassamento nella resistenza interna della valvola alla quale essa è applicata.

Quando il segnale di reazione ha come conseguenza un aumento del guadagno di tensione dell'amplificatore, la reazione applicata è positiva. La reazione positiva è detta anche talora « reazione diretta », « reazione rigenerativa » o « rigenerazione ». Essa viene usata soprattutto in radiofrequenza, ove la distorsione del segnale non ha molta importanza, e consente, oltre all'aumento di guadagno, un aumento di selettività da parte del circuito accordato eventualmente presente nello stadio in questione. Ripetiamo che, se il grado di reazione è eccessivo, ossia se la percentuale di segnale retrocesso in fase è troppo ampia, si verifica il fenomeno dell'autoscillazione del circuito, il quale si trasforma pertanto da amplificatore in generatore. Ciò significa che esso produce una tensione di uscita anche quando non è applicato alcun segnale al suo ingresso. Le applicazioni della reazione positiva, per questo ultimo scopo, sono già state da noi ampiamente trattate nella lezione dedicata ai circuiti oscillatori.

Talora, si usa contemporaneamente la reazione positiva e la reazione negativa. Si parla in tal caso, di « reazione mista ». La reazione mista viene usata spesso nei generatori, per migliorare la qualità del segnale presente all'uscita. Nei circuiti di amplificazione veri e propri essa è scarsamente usata.

Reazione di tensione e di corrente

I circuiti di controreazione si possono ancora suddividere, secondo la modalità con cui si ottiene la retrocessione del segnale, in circuiti a controreazione di corrente e circuiti a controreazione di tensione. Il circuito della **figura 8** illustra un normale stadio di amplificazione, nel quale parte della tensione d'uscita, e_r,

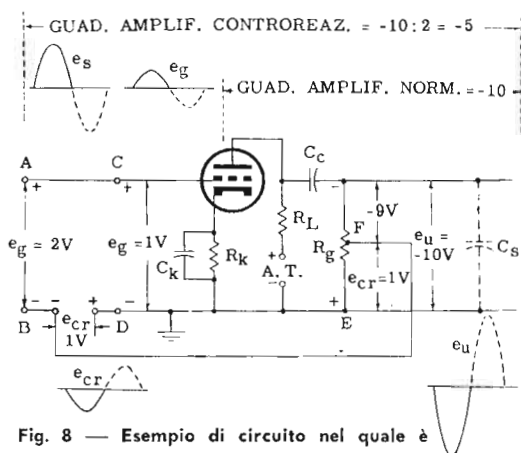



Fig. 8 — Esempio di circuito nel quale è presente una controreazione di tensione.

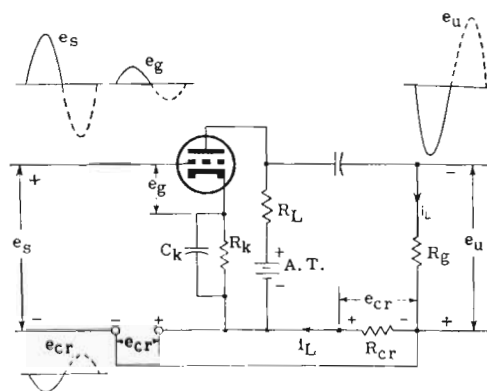



Fig. 9 — Circuito analogo a quello di figura 8. La controreazione è però del tipo di corrente.

viene retrocessa in serie col segnale in entrata. La tensione e è detta tensione di reazione, ed il circuito EFBD, usato per trasferire tale tensione, è detto *anello di reazione*. La reazione del circuito di figura 8 è una reazione di tensione, perchè la tensione e_r retrocessa è proporzionale alla tensione di uscita dello stadio.

E' importante saper distinguere chiaramente la controreazione di tensione dalla controreazione di corrente. Un classico tipo di reazione di corrente è indicato alla **figura 9**; in esso, la tensione di reazione e_r è proporzionale alla corrente di uscita i_L, che fluisce attraverso la resistenza di reazione R.

Le controreazioni di tensione e di corrente differiscono tra di loro anche per gli effetti che determinano. Un amplificatore che è provvisto di controreazione di tensione si comporta in modo analogo ad un generatore *a tensione costante*, mentre se è provvisto di controreazione di corrente si comporta come un generatore *a corrente costante*. Vedremo ciò più ampiamente in seguito.

CONTROREAZIONE di TENSIONE

Gli amplificatori a controreazione non differiscono, per quanto riguarda il circuito di amplificazione vero e proprio, dagli amplificatori di tipo comune. Essi possono essere facilmente ottenuti da questi ultimi aggiungendo semplicemente il circuito di controreazione. Alla figura 8, ad esempio, i punti C e D rappresentano i terminali di ingresso di un comune amplificatore. La tensione di segnale, e_g, è applicata tra tali terminali, e viene amplificata dalla valvola, dando luogo alla tensione di uscita e_u, che compare ai capi della resistenza R. Tale amplificatore viene trasformato in un amplificatore con reazione di tensione, semplicemente applicando il segnale di ingresso, invece che tra i punti C e D, tra i punti A e B, e retrocedendo una parte del segnale di uscita, prelevato su di un partitore di tensione costituito dai due rami in cui la resistenza R_g viene divisa dalla presa, sui terminali B e D. Tale segnale risulta pertanto in serie con quello d'ingresso.

Sempre alla figura 8 sono rappresentate anche le forme d'onda e gli sfasamenti relativi dei segnali. Supponiamo, innanzitutto, che la frequenza del segnale sia scelta nella zona centrale delle audiofrequenze, e che i condensatori C_K e C_C presentino, a tale frequenza, una reattanza trascurabile. La capacità distribuita, sintetizzata nel condensatore tratteggiato C_S, sia invece molto bassa, e comunque tale da presentare una reattanza elevata. Il carico anodico è costituito solo dalle due resistenze disposte in parallelo R_L ed R_g. Una tensione e_g, applicata all'ingresso della valvola nei punti C e D, viene amplificata e compare ai capi del carico, con un valore e_u. Per quanto sappiamo, la tensione e_u risulta in opposizione di fase rispetto alla tensione e_g.

La tensione di controreazione e_r, costituita da una parte del segnale d'uscita, viene iniettata in serie al segnale in entrata. Essa risulta in opposizione di fase rispetto ad e_g. In conseguenza, se la semialternanza applicata all'ingresso è positiva, come indicato in figura (tratto pieno), nel corso della sua durata, il punto B diviene negativo rispetto al punto D, ossia rispetto a massa. Analogamente il punto C, griglia, è positivo rispetto ad entrambi i punti B e D. Così, se si assume il punto B come riferimento, la tensione di reazione si somma col segnale di griglia. Indicando con e_s la somma tra e_g ed e_r, si può dire che complessivamente è come se un segnale e_s venisse applicato tra A e B.

Un esempio numerico chiarirà ulteriormente questo concetto. Supponiamo che il guadagno dell'amplificatore di figura 8 risulti, ad una certa frequenza audio compresa nella banda passante, eguale a —10 (il segno "—" indica in questo caso che la tensione di uscita è di polarità opposta a quella di ingresso). Ciò vuol dire che un segnale di 1 volt, applicato ai terminali C e D dell'amplificatore, appare all'uscita sfasato di 180° e con ampiezza di 10 volt, presenti ai capi di R_g. Si assuma, inoltre, che la resistenza R_g sia di 1 Mohm, e che la presa sia al 10% del suo valore, cioè a 100 kohm rispetto a massa.

Questa resistenza si comporta come un partitore, per cui la tensione e_u applicata ai suoi capi dà luogo ad una tensione di 1 volt sulla presa rispetto a massa. E' questa la tensione di reazione, e_r, che viene trasferita, tramite l'anello di reazione, sui punti B e D.

Secondo quanto spiegato in precedenza, le tensioni e_g ed e_r si sommano e, poichè sono in opposizione di fase, dànno luogo ad una tensione e_s di 1 volt. La tensione effettiva di griglia è pertanto inferiore alla tensione di segnale e_g, a causa della diminuzione apportata dalla tensione di controreazione e_r.

Quindi, se il guadagno normale è di —10, esso scen-

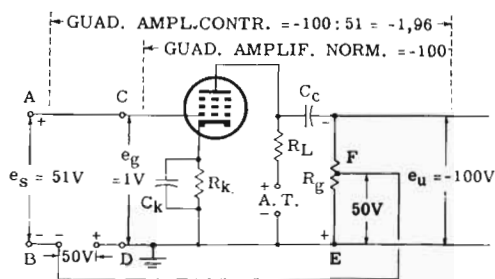



Fig. 10 — Effetto della reazione negativa su di uno stadio amplificatore di Bassa Frequenza. Il guadagno dello stadio senza controreazione è pari a 100. Se si retrocede il 50% del segnale di uscita, applicandolo in serie a quello di ingresso, il guadagno si riduce a 1,96.

Fig. 11 — Riducendo la tensione anodica di un determinato valore, il guadagno senza controreazione si riduce a 50. Nonostante ciò, con la controreazione, il guadagno risultante è pari a 1,92. Di qui l'effetto di stabilizzazione dovuto alla controreazione, che rende il guadagno indipendente dalle variazioni eventuali della tensione anodica.

de, quando viene introdotta la controreazione, a —5, ossia alla metà del guadagno che si otteneva senza controreazione. Il guadagno A' con controreazione si può calcolare mediante la formula:

$$A' = A : (1 - \beta A);$$

in essa, A è il guadagno di tensione senza controreazione, e β rappresenta il rapporto $e_r : e_u$.

Nell'esempio numerico di cui sopra, A è — 10, e β è 1/10, ossia 0,1. Si ottiene quindi, sostituendo nell'espressione precedente:

$$A' = -10 : (1 - 0{,}1 \times (-10)) = -10 : 1 + 1 = -5)$$

E' essenziale, nell'applicare questa formula, tenere conto esattamente dei segni.

Indipendenza dalle caratteristiche delle valvole

Il guadagno di un amplificatore controreazionato in modo notevole, risulta pressochè indipendente sia dalle caratteristiche delle valvole che dalle tensioni applicate. Ciò si deduce dalla espressione stessa che fornisce il guadagno di un tale amplificatore. Se, infatti, il prodotto $-\beta A$ è di molto superiore a 1, la grandezza di $1 - \beta A$ ha, praticamente, il medesimo valore di $-\beta A$. Se, ad esempio, il prodotto $-\beta A$ vale 12, allora l'espressione $1 - \beta A$ vale 1 + 12, ossia 13, che è molto vicino al valore $-\beta A$, 12.

Ciò posto, la formula che si usa per calcolare A' si può ridurre, in questo caso, a:

$$A = A : -\beta A = -1 : \beta.$$

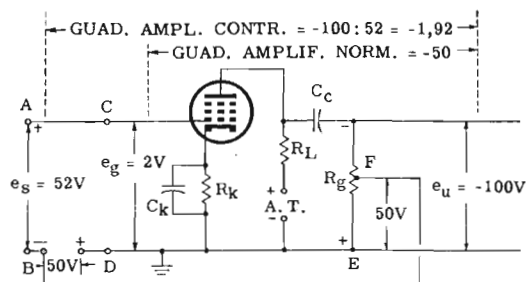
Questa espressione dimostra che, quando il prodotto $-\beta A$ è alto, ossia quando la controreazione è molto spinta, il guadagno dell'amplificatore dipende solo da β, esprimente l'entità della reazione, e non più dal guadagno A dell'amplificatore senza reazione.

Chiariamo ulteriormente questo concetto con un esempio numerico. Supponiamo che il guadagno di un amplificatore sia A = —100 e che sia $\beta = e_u : e_s = 0{,}5$. Usando la formula esatta si ottiene:

$$A' = A : (1 - \beta A) = -100 : [1 - 0{,}5 \times (-100)]$$
$$= -100 : 51 = -1{,}96$$

Applicando invece la formula ridotta, indipendente dal valore di A, si ottiene:

$$A' = -1 : \beta = -1 : 0{,}5 = -2$$

Come si vede, il valore —2, ottenuto in questo caso, differisce assai poco dal valore esatto —1,96.

Abbiamo così dimostrato che il guadagno di un circuito in controreazione dipende, se la controreazione è abbastanza spinta, solo da quest'ultima. Non dipende cioè dalle caratteristiche del circuito di amplificazione vero e proprio, ed in particolare dal guadagno A dello stesso amplificatore, funzionante senza controreazione. Il guadagno A' risulta, in particolare, indipendente anche dalle caratteristiche delle valvole e dalle tensioni applicate, mentre dipende essenzialmente dalla percentuale di segnale retrocesso, ossia dalla posizione della presa di reazione sulla resistenza di carico.

Stabilità

La **figura 10** illustra l'effetto della reazione negativa sulla stabilità di un amplificatore a pentodo. Qui, il guadagno dell'amplificatore senza controreazione è 100, e viene retrocesso il 50% della tensione d'uscita, in serie al segnale di ingresso. In conseguenza, il coefficiente β vale 0,5. Supponiamo ora che la tensione anodica diminuisca ad un valore tale da dimezzare il guadagno dell'amplificatore, nel caso non sia presente la controreazione (**figura 11**). Il guadagno rispetto ai terminali di ingresso C e D passa quindi da 100 a 50.

Calcoliamo il guadagno corrispondente ai due casi, (con e senza controreazione) posto che l'amplificatore sia controreazionato nella misura sopra riportata.

Nel caso in cui il guadagno normale è 100, quello dell'amplificatore controreazionato è:

$$A' = A : (1 - \beta A) = -100 : [1 - 0{,}5 \times (-100)] = -1{,}96.$$

Quando la tensione anodica diminuisce, fino a portare il guadagno alla metà, ossia a —50, il guadagno con controreazione, invece di dimezzare, diminuisce solo di poco:

$$A' = -50 : [1 - 0{,}5 \times (-50)] = -50 : 26 = -1{,}92$$

La diminuzione da —1,96 a —1,92, come si vede, è solo del 2% circa. Questa notevole stabilità è stata però ottenuta a scapito di una fortissima diminuzione del coefficiente di amplificazione, sceso, nell'esempio numerico citato, da —100 a —1,96 ossia di circa 51 volte.

Indipendenza dalle variazioni del carico

Un altro notevole vantaggio degli amplificatori fortemente controreazionati, consiste nella quasi completa

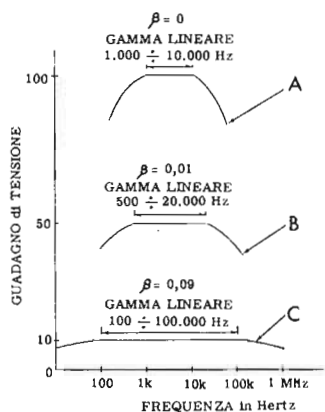



Fig. 12 — Variazione della ampiezza della banda passante col variare della controreazione (beta). Con l'aumentare di questo fattore, si riduce il guadagno, ma si aumenta l'ampiezza del tratto lineare della curva di responso.

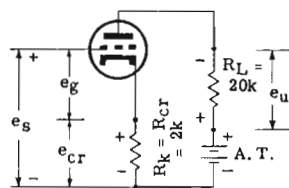



Fig. 13 — Se si sopprime il condensatore normalmente presente in parallelo alla resistenza di catodo, si ottiene automaticamente l'applicazione di una controreazione di corrente.

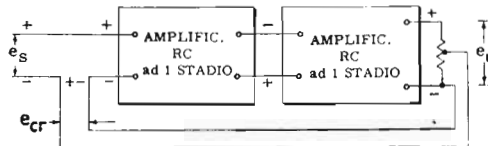



Fig. 14 — Dal momento che ogni stadio introduce uno sfasamento di 180°, la reazione applicata prelevando il segnale all'uscita del secondo stadio è positiva. Il segnale è infatti sfasato di 360°, ossia in fase con l'entrata.

indipendenza della tensione di uscita dalla resistenza di carico applicata. La tensione di uscita risulta stabilizzata perchè la controreazione è tanto più efficace quanto più elevata è detta tensione e viceversa. Si ottiene, pertanto, una compensazione, che ha appunto l'effetto anzidetto, poichè l'aumentare della resistenza di carico determina una diminuzione di tale tensione.

In senso più generale, la controreazione tende a mantenere costante la tensione d'uscita, in un modo che somiglia al funzionamento di un generatore a tensione costante. Un generatore si dice a « tensione costante » quando la sua tensione di uscita si mantiene costante, indipendentemente dalle variazioni della resistenza di carico. Esso, infatti, ha una resistenza interna di *zero* ohm, per cui non dà luogo ad alcuna caduta di tensione interna. Naturalmente, un simile generatore non si può, in pratica, realizzare in modo perfetto. Si ottengono in parte queste caratteristiche con generatori a resistenza interna molto bassa.

Anche nel caso degli amplificatori controreazionati, la resistenza interna non scende mai a zero. Essa risulta tuttavia diminuita del coefficiente $(1 + \beta\mu)$. Ad esempio, se un amplificatore a pentodo usa una controreazione con $e_u : e_r = 0{,}5$, e se la resistenza ed il coefficiente di amplificazione sono, in assenza di controreazione, eguali rispettivamente a 100.000 ohm e 500, la resistenza interna effettiva nel caso in cui venga introdotta la controreazione diviene:

$$r' = r : (1 + \beta\mu) = 100.000 : 1 + 250 = 398 \text{ ohm}$$

Come si vede, partendo dal valore di 100 kohm si è pervenuti, mediante la controreazione, ad un valore di resistenza interna veramente basso. Ciò indica, come sappiamo, una indipendenza quasi completa della tensione di uscita dalla resistenza di carico.

Responso di un amplificatore controreazionato

Poichè la controreazione tende a livellare le diverse tensioni di uscita, la larghezza della banda passante di un amplificatore risulta, introducendo la controreazione, più ampia. Alla **figura 12**, il massimo guadagno dell'amplificatore, in assenza di controreazione, è pari a —100 (curva A, $\beta = 0$); la curva di responso è piana tra 1.000 Hz e 10.000 Hz. Le frequenze in corrispondenza delle quali la potenza di uscita si riduce a metà sono 100 Hz e 100 kHz. In un amplificatore a stadio singolo in controreazione, il limite corrispondente alla frequenza più bassa scende di $1 : (1 - \beta A)$, mentre il limite a frequenza elevata sale di $1 : (1 - \beta A)$.

Nella curva B, figura 12, β è pari a 0,01; in conseguenza, il fattore $1 : (1 - \beta A)$ assume il valore di 0,5: il limite inferiore si dimezza, passando da 1000 a 500 Hz, e quello superiore raddoppia, passando da 10 kHz a 20 kHz. Ciò vale anche per i punti a metà potenza, che passano, rispettivamente, a 50 Hz ed a 200 kHz. Analogamente, calcolando i valori relativi ad una controreazione il cui coefficiente β è pari a 0,09, si ottiene la curva C. I valori estremi, questa volta, risultano divisi, o moltiplicati, per 10, rispetto a quelli corrispondenti della curva A. L'espressione $1 : (1 - \beta A)$ assume infatti, in questo caso, il valore di 0,1.

Distorsione e sfasamento

La controreazione riduce la distorsione introdotta da una valvola di un fattore eguale ad $1 - \beta A$. Si supponga, ad esempio, che una data valvola produca una distorsione armonica pari al 5%, quando amplifica senza controreazione. Questa distorsione diminuisce fino al 0,5% con un grado di controreazione $\beta = 0{,}09$. Ciò è facilmente provato se si considera che, come già calcolato, per $\beta = 0{,}09$ il coefficiente $(1 - \beta A)$ vale 10. La controreazione ingenera, inoltre, una notevole riduzione della distorsione di fase, poichè guadagno e distorsione di fase sono intimamente correlati.

CONTROREAZIONE di CORRENTE

Un circuito atto ad ottenere controreazione di corrente è già stato da noi considerato alla figura 9; in esso la tensione di controreazione, e_r, è proporzionale alla corrente di uscita che fluisce nel carico, costituito dalla resistenza R_g. Un altro tipo di circuito per controreazione di corrente è quello di **figura 13**, ove la tensione di controreazione è costituita semplicemente da quella presente ai capi di una resistenza di catodo, mancante del relativo condensatore di fuga per il segnale alternato.

Gli effetti della controreazione di corrente e di tensione sono i medesimi nei riguardi della riduzione della distorsione, nel miglioramento della stabilità, nello allargamento della curva di risposta, nonchè nella ri-

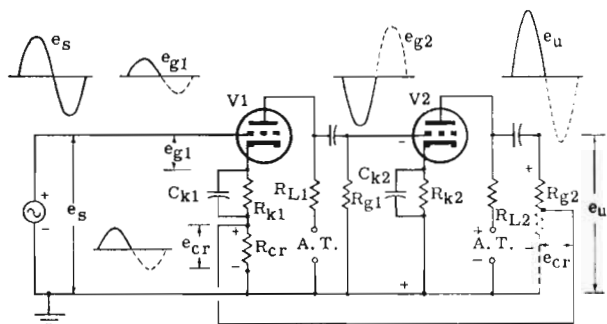



Fig. 15 — In questo caso, pur avendosi un segnale di reazione in fase con quello di ingresso, si ha una reazione negativa. Il segnale di uscita non viene infatti applicato in serie a quello di ingresso, ma attraverso il circuito di catodo. Un impulso positivo, rende la griglia più negativa, e viceversa.

Fig. 16 — Esempio di applicazione di una reazione mista, positiva e negativa, i cui effetti si sommano.

duzione della distorsione di fase. La principale differenza tra la controreazione di tensione e la controreazione di corrente è che quest'ultima aumenta la resistenza interna di uno stadio controreazionato di un addendo eguale a $(1 + \beta\mu)\ R_r$.

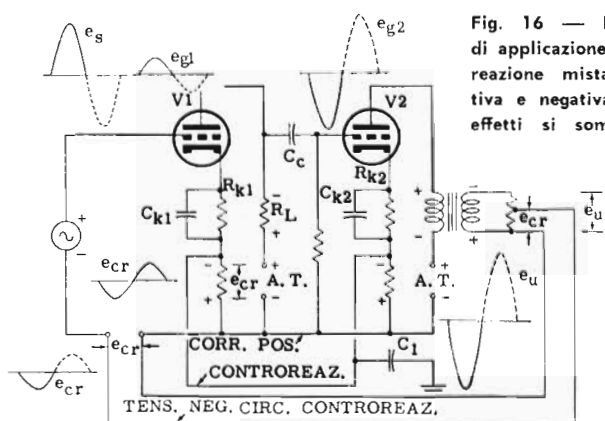
In conseguenza, la presenza di una forte controreazione di corrente tende a mantenere costante, indipendentemente dalle variazioni del carico, *la corrente* di uscita. Nella figura 9, la corrente d'uscita è mantenuta costante a mezzo di una controreazione di corrente simile alla controreazione di tensione di figura 8.

La controreazione di corrente rende l'amplificatore analogo ad un generatore ideale di corrente costante, apparecchio che mantiene costante la corrente di uscita, indipendentemente da qualsiasi variazione della resistenza di carico. Esso ha una impedenza molto maggiore della impedenza di carico, in modo da risentire assai lievemente delle variazioni di questa ultima.

Nei circuiti pratici controreazionati in corrente, la resistenza interna di placca aumenta solamente in modo limitato, ossia del termine addizionale $(1+\beta\mu)\ R_r$. Per esempio, nella figura 13, e_r appare ai capi della resistenza di catodo R_k. In conseguenza, la resistenza di placca r_p è aumentata, perchè R_k è priva del condensatore di fuga in parallelo. Considerando i valori rappresentati in figura, si ha che β è eguale a $R_k : R_L$, ossia 0,1. Se la valvola ha una resistenza di placca di 10 kohm, ed un coefficiente $\mu = 20$, la sua resistenza interna di placca effettiva sale, usando una controreazione di corrente, a 16 kohm. Infatti, alla resistenza di placca di 10 kohm, si devono aggiungere 6.000 ohm ottenuti dall'espressione $(1+\beta\mu)\ R_r$.

In molte circostanze non è vantaggioso avere un'alta resistenza di placca. Tuttavia, questo inconveniente è trascurabile se si considerano tutti i vantaggi che comporta la reazione negativa che si ottiene togliendo il condensatore di fuga nel circuito di catodo della valvola.

CONTROREAZIONE negli AMPLIFICATORI a più STADI

I vantaggi consentiti dalla controreazione, possono essere utilizzati anche negli amplificatori a più stadi, benchè alcune volte risulti difficoltoso prevenire oscillazioni indesiderate, che possono aver luogo per il determinarsi di una reazione positiva. Consideriamo, ad esempio, lo schema a blocchi della **figura 14**. In questo amplificatore a due stadi, se si introduce in serie al segnale di entrata una parte del segnale di uscita, si ottiene una reazione positiva. Ciò perchè gli stadi di amplificazione apportano al segnale uno sfasamento di 180°, e quindi, dato che essi sono due, il segnale in uscita è in fase col segnale in entrata. In tali condizioni, come sappiamo, si ottiene una reazione positiva, la quale può determinare anche delle oscillazioni. Comunque, in ogni caso, l'amplificazione aumenta, e, con essa, la distorsione. Anche gli altri effetti citati a proposito della controreazione si verificano, ma in senso contrario. Si ha quindi una diminuzione della banda passante ed un aumento della resistenza interna.

In un amplificatore a due stadi è possibile evitare il determinarsi di oscillazioni facendo uso del circuito di **figura 15**. Qui, la reazione ottenuta è negativa, anche se la polarità della tensione di uscita è la stessa di quella della tensione d'entrata. Si noti che la tensione di reazione, e_r, è iniettata in serie con la tensione di polarizzazione del primo stadio amplificatore. Allo scopo di rendere chiaro il principio di funzionamento, la parte tratteggiata di R_{g2} è stata spostata nel circuito di catodo della *V*1, ed è stata denominata R_r. In pratica lo stesso effetto si ottiene collegando l'estremità inferiore di R_k alla presa su R_{g2} invece che a massa. Quindi, il ramo di R_{g2} posto tra la presa di controreazione e massa è eguale, in questo caso, ad R_r.

Poichè gli sfasamenti dei segnali all'uscita sono, come sappiamo, dipendenti dalla frequenza, è difficile ottenere una controreazione lineare su tutta la gamma delle audiofrequenze. Se si sceglie infatti un circuito adatto alle frequenze centrali, è probabile che la reazione che esso ingenera agli estremi sia positiva.

Alla **figura 16** è indicato un circuito a reazione mista, mediante il quale la perdita in guadagno dovuta alla controreazione è compensata dalla presenza di una reazione positiva. Se le polarità istantanee sono quelle indicate in figura, la tensione di reazione prelevata dal carico è sfasata di 180° rispetto al segnale di ingresso e viene applicata in serie a tale tensione determinando quindi una reazione negativa. La reazione ottenuta attraverso la connessione tra i due circuiti di catodo è, invece, positiva poichè il segnale retrocesso risulta in fase, e quindi il guadagno dell'amplificatore aumenta. Tale aumento compensa la perdita dovuta alla controreazione.

LA COSTRUZIONE degli AMPLIFICATORI di BASSA FREQUENZA

Iª PARTE: GENERALITÀ

Da quanto detto alle lezioni precedenti sugli amplificatori per audiofrequenza, risulta che la costruzione pratica di tali apparecchi, se pur richiede l'applicazione di alcune avvertenze d'ordine generale, si presenta meno laboriosa e meno critica di tanti altri complessi elettronici, quali — ad esempio — i radioricevitori, o quegli strumenti che comunque comprendono stadi percorsi da segnali ad Alta Frequenza. Ciò, non tanto per minore complessità dello schema elettrico — che anche negli amplificatori è spesso notevolmente elaborato — quanto perchè in questi ultimi sono appunto assenti completamente circuiti per Alta Frequenza, costituiti da induttanze e da capacità (spesso a valore variabile) di critico posizionamento e di critico valore. Un'altra notevole semplificazione degli apparecchi di cui ora stiamo trattando, deriva dal fatto che viene a mancare una delle operazioni solitamente più delicate nelle realizzazioni elettroniche: la taratura o messa a punto.

Nonostante i motivi di maggiore semplicità ora accennati, come già si è detto, anche nel caso della realizzazione pratica di amplificatori di B.F. è necessario osservare alcune precauzioni che, se trascurate, possono dar luogo ad inconvenienti. Allo scopo di fornire al lettore tutte le nozioni sufficienti per poter intraprendere con successo realizzazioni pratiche, partendo dal solo schema elettrico, esamineremo in questa lezione la tecnica generale da seguire nella costruzione pratica degli amplificatori, e analizzeremo, a titolo di esempio, lo schema elettrico di un amplificatore di potenza capace di fornire elevate prestazioni.

Alle nozioni di tecnica realizzativa, premettiamo uno studio sui diversi tipi di disturbi o rumori parassiti che possono verificarsi negli amplificatori, poichè è proprio alla eliminazione od alla massima riduzione di tali disturbi che sono volti la maggior parte degli accorgimenti costruttivi, che in seguito esporremo.

DISTURBI negli AMPLIFICATORI

I disturbi presenti negli amplificatori di Bassa Frequenza sono determinati da tutti quei segnali che, non essendo presenti nella tensione di ingresso che si vuole amplificare, compaiono, tuttavia, all'uscita dell'amplificatore. Molti tra questi disturbi sono dovuti ai diversi tipi di distorsione, e già abbiamo visto, alla lezione precedente, come si determinano e come sia possibile, entro certi limiti, eliminarli.

Tratteremo ora, invece, degli altri tipi di disturbi, che si possono raggruppare in tre diverse categorie:

1) *Oscillazioni parassite.* Si tratta, come dice il termine, di oscillazioni prodotte dall'amplificatore, dovute alla trasformazione delle condizioni di funzionamento di uno o più stadi, che, da amplificatori, divengono generatori.

2) *Rumore.* Si tratta di tensioni, talora a carattere transitorio, che si determinano all'interno di componenti dell'amplificatore, in seguito ad effetti termici od elettrici.

3) *Ronzio.* E' questo il disturbo più fastidioso e, a volte, il più difficilmente eliminabile. E' determinato dalla presenza, nei circuiti di amplificazione, di segnali a frequenza di rete o a frequenza doppia, provenienti dai circuiti di alimentazione.

Oscillazioni parassite

Le oscillazioni parassite possono verificarsi sia a frequenza acustica che ad Alta Frequenza, e sono sempre determinate da una reazione positiva indesiderata, presente in uno o più circuiti dell'amplificatore.

Le oscillazioni ad Alta Frequenza, benchè non udibili in altoparlante, possono determinare deformazioni anche notevoli, come si può osservare alla **figura 1**. Ad

Fig. 1 — Presenza di oscillazioni ad Alta Frequenza, in un segnale di Bassa Frequenza.

intervalli regolari, in dipendenza di determinati valori istantanei della tensione del segnale, si ha l'innesco di tali oscillazioni. Alla **figura 2** è rappresentato il caso in cui le oscillazioni stesse si determinano indipendentemente dalla tensione istantanea del segnale, e sono quindi sempre presenti con ampiezza costante.

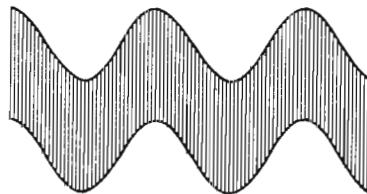



Fig. 2 — Presenza di oscillazioni ad Alta Frequenza, di ampiezza costante.

Indubbiamente più gravi sono le oscillazioni a frequenza acustica, poichè vengono effettivamente perce-

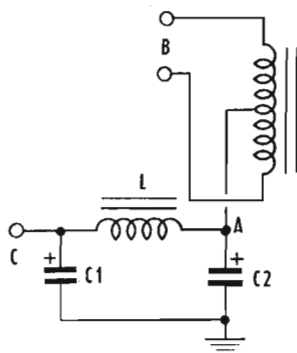



Fig. 3 — Connessione tra la sezione di alimentazione ed il primario del trasformatore di uscita di uno stadio finale. Tra i terminali B è presente il segnale di uscita. C fa capo al catodo della raddrizzatrice. Nel punto A si può avere una parte di componente alternata alla frequenza del segnale.

pite dall'ascoltatore, sotto forma di fastidioso suono sovrapposto a quelli da riprodurre. Le oscillazioni a frequenza acustica possono aver luogo non solo per accoppiamenti parassiti a carattere induttivo tra collegamenti appartenenti a diversi circuiti, ma anche per ragioni tecniche circuitali vere e proprie, che prenderemo ora in considerazione.

Una delle cause più banali, ed anche più facili da eliminare, che può determinare l'innesco di oscillazioni a frequenza acustica, è costituita da un'involontaria inversione dei collegamenti di controreazione alla bobina mobile dell'altoparlante. Uno dei circuiti di controreazione più usati è basato sulla retrocessione di parte del segnale presente sul secondario del trasformatore d'uscita. Ora, dato che non è possibile, in genere, distinguere uno dall'altro i terminali di tale avvolgimento, può capitare, durante la costruzione, di invertire i collegamenti. In tale circostanza, la reazione diviene positiva, e determina l'innesco di oscillazioni a frequenza acustica, riprodotte dall'altoparlante. Quando si verifica questo difetto, ovviamente, è sufficiente invertire i collegamenti di controreazione, perchè il funzionamento ritorni regolare.

Un'altra causa, di più difficile eliminazione, è costituita da accoppiamenti di carattere induttivo, dovuti alla vicinanza di collegamenti. Ciò si verifica specialmente nel caso dei collegamenti ad alta impedenza, tra cui, principalmente, quelli di griglia, poichè in queste circostanze è sufficiente un trasferimento minimo di energia elettromagnetica per determinare tensioni di reazione notevoli.

Anche la stessa controreazione, o reazione negativa, può facilitare, in alcuni casi, l'innesco di oscillazioni. Come sappiamo, infatti, l'effetto della controreazione non è lineare su tutta la gamma delle frequenze acustiche; se si fa in modo che il segnale retrocesso sia esattamente in fase col segnale di ingresso ad una certa frequenza centrale della gamma, gli sfasamenti delle altre frequenze, ed in particolare di quelle estreme, risultano diversi. E' quindi possibile che, particolarmente alle frequenze molto alte e molto basse, la reazione si trasformi da negativa in positiva, facilitando così l'innesco di oscillazioni.

Prendiamo, infine, in considerazione il circuito di **figura 3**. In esso è rappresentata parte dello stadio finale e del circuito di filtro per il livellamento della tensione anodica. Il segnale fornito dalla valvola finale si ottiene ai capi del circuito di carico di detta valvola. Ora, come si può osservare dal circuito, tale carico è costituito non solo dal primario del trasformatore d'uscita, ma anche dalla reattanza opposta dal condensatore $C2$ alle audiofrequenze. Essendo il condensatore di filtro $C2$ — come sappiamo — di alta capacità, la sua reattanza è molto bassa. Essa dipende tuttavia dalla frequenza del segnale, e può assumere, nel caso di frequenze molto basse, un valore sufficiente a determinare inconvenienti.

Il primario del trasformatore d'uscita ed il condensatore $C2$, disposti in serie, costituiscono un partitore di tensione; al punto A è quindi presente una certa tensione di segnale, tanto più elevata quanto più alta è la reattanza opposta da $C2$. Dato che il punto A risulta collegato, tramite circuiti di alimentazione anodica, a stadi precedenti, è facile comprendere come esso possa contribuire a determinare delle oscillazioni. Tali oscillazioni sono, di solito, a frequenza molto bassa, talora solo di qualche Hertz, e vengono riprodotte dall'altoparlante dando luogo ad un suono caratteristico, simile a quello di un motore a scoppio.

Rumore

Un effetto che spesso si manifesta all'interno delle valvole, particolarmente grave nel caso di quelle facenti parte dei primi stadi di amplificazione, è il cosidetto *effetto microfonico*. Esso è determinato essenzialmente dalla non perfetta rigidità della struttura interna di una valvola, che può quindi entrare in vibrazione meccanica ad una frequenza acustica o subacustica. Tale vibrazione può verificarsi sopratutto nel caso in cui gli altoparlanti si trovino vicini alla valvola in questione, potendo per questo fatto comunicare ad essa delle vibrazioni meccaniche, attraverso le onde acustiche di compressione e rarefazione dell'aria.

Un altro rumore che ha origine all'interno delle valvole dei primi stadi, è dovuto alla discontinuità del flusso di corrente che percorre una valvola. Il flusso, infatti, non è perfettamente continuo, ma è costituito da moltissimi elettroni, il cui movimento e la cui emissione da parte del catodo avvengono con una certa irregolarità. Questa irregolarità determina, sugli elettrodi, delle piccolissime tensioni istantanee di rumore, le quali vengono amplificate da tutti gli stadi successivi fino a dare luogo, in altoparlante, ad un caratteristico fruscio.

L'effetto di « agitazione termica » degli elettroni all'interno dei conduttori, può anch'esso determinare delle tensioni di rumore variabili istantaneamente, in dipendenza della posizione che gli elettroni assumono, in ogni determinato momento, all'interno dei conduttori. Questo effetto si manifesta con maggiore gravità allo interno delle resistenze, e particolarmente di quelle di griglia e di placca. Esso viene denominato « rumore termico » poichè il movimento caotico degli elettroni all'interno dei conduttori dipende dalla temperatura, ed aumenta con essa. Il rumore termico dà luogo, in altoparlante, ad un fruscio simile a quello determinato dall'effetto precedente.

Altri rumori, quali « scricchiolii » e simili, vengono determinati da spostamenti di assestamento degli elettrodi all'interno di una valvola, movimenti che avvengono, in genere, durante i primi minuti di accensione

Fig. 4-A — Immagine oscillografica di un segnale B.F. con ronzio.

1/50 sec.

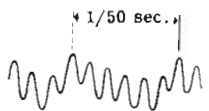



Fig. 4-B — Altra immagine di rumore di fondo sovrapposto al segnale.

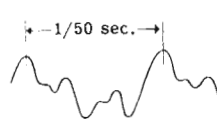



Fig. 5 — Caso tipico di rumore di fondo, dovuto ad induzione.

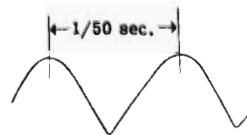



Fig. 6 — Ronzio dovuto a dispersione tra catodo e filamento.

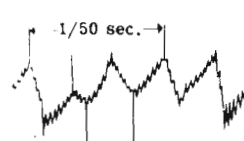



Fig. 7 — Ronzio introdotto dalla vicinanza di lampade fluorescenti

dell'apparecchio, e sono dovuti all'effetto di dilatazione termica delle strutture metalliche della valvola.

Ronzio

Il ronzio è quel disturbo che ha origine per l'induzione, nei circuiti percorsi dal segnale, di campi elettrici o magnetici determinati da circuiti vicini percorsi da corrente alternata a 50 Hz, o pulsante a 100 Hz. Esso può altresì avere luogo per la presenza di una notevole componente alternata nella tensione continua di alimentazione anodica delle valvole.

Il ronzio è un disturbo particolarmente grave negli amplificatori ad alto guadagno poichè viene indotto nei primi stadi, e successivamente fortemente amplificato dagli stadi seguenti, presentandosi quindi alla uscita, con un'ampiezza notevole. Alla **figura 4 A** e **B** vediamo due diverse immagini ottenute in seguito all'applicazione, all'ingresso verticale di un oscillografo, di un segnale sinusoidale prelevato all'uscita di un amplificatore, segnale al quale è sovrapposto del ronzio.

Le possibili sorgenti di ronzio sono i campi magnetici dispersi, i campi elettrostatici dispersi, la corrente alternata che percorre i filamenti delle valvole, ed i circuiti imperfetti di livellamento dell'anodica. Questa ultima causa è facilmente eliminàbile, usando componenti di caratteristiche adeguate, mentre le precedenti richiedono soprattutto molta cura nella disposizione dei componenti e dei collegamenti in sede di realizzazione pratica. Il ronzio più difficile da eliminare è, comunque, quello determinato dai campi elettrici e magnetici dispersi.

I campi magnetici, infatti, inducono tensioni in tutti gli avvolgimenti, ed in particolare nei trasformatori di entrata (**figura 5**), intervalvolari, e d'uscita. Inoltre, possono determinare delle correnti in « anelli di massa », di cui parleremo più avanti, e perfino riescono ad influenzare i flussi elettronici all'interno delle valvole. Le più pericolose sorgenti di campi magnetici, nelle vicinanze dei circuiti di alimentazione, sono il trasformatore di alimentazione, l'induttanza di filtro, i collegamenti ai filamenti, il cavo di alimentazione, e, talora, lo stesso trasformatore di uscita. Vedremo in seguito come sia possibile eliminare, od almeno ridurre a proporzioni trascurabili, l'effetto dei campi magnetici.

Anche i campi elettrostatici possono arrecare notevoli disturbi, specialmente nei circuiti che presentano un'alta impedenza verso massa. Infatti, ogni carica elettrostatica indotta, nello scaricarsi a massa, determina una tensione di ronzio proporzionale all'impedenza che incontra. In particolare, allorchè la griglia di una valvola amplificatrice ha una resistenza verso massa molto elevata, dell'ordine di alcuni Mohm, una piccolissima corrente indotta può determinare una tensione di ronzio alquanto elevata.

I filamenti delle valvole vengono normalmente accesi con tensioni alternate. Essi, come sappiamo, raggiungono temperature altissime, e quindi emettono degli elettroni che, durante le semialternanze che rendono il filamento negativo rispetto al catodo, raggiungono quest'ultimo elettrodo. Si ritrova pertanto, sul catodo, un flusso elettronico variabile a frequenza di rete, che determina su di esso un segnale del tipo di quello indicato alla **figura 6**. Come sappiamo, un segnale applicato al catodo equivale ad un segnale, di fase opposta, applicato alla griglia e quindi — in definitiva — al segnale vero e proprio si somma un segnale parassita a frequenza di rete.

Altri disturbi di questo tipo possono verificarsi in seguito a circostanze completamente estranee all'amplificatore. Ad esempio, alla **figura 7**, è rappresentato il disturbo ottenuto in seguito all'interferenza dovuta ad una lampada fluorescente.

IIª PARTE: ESEMPIO di AMPLIFICATORE di POTENZA

Prendiamo ora in considerazione, come premesso, l'amplificatore di potenza a valvole, il cui schema è riportato alla **figura 8**. Commenteremo lo schema elettrico e forniremo quelle avvertenze costruttive che si rendono necessarie per eliminare, o comunque ridurre il più possibile, gli inconvenienti di cui abbiamo parlato nella prima parte della lezione. Per quanto riguarda l'effettiva disposizione pratica dei componenti sul telaio, il lettore che desiderasse effettuarne la costruzione potrà seguire qualsiasi suo criterio, purchè eviti le cause di accoppiamenti indesiderati di cui si è detto.

Dati caratteristici

Potenza d'uscita	20 W da 30 Hz a 20.000 Hz.
Curva di risposta	lineare da 2 Hz a 100 kHz ± 1 dB.
Distorsione armonica	inferiore allo 0,05% alla frequenza d'entrata di 400 Hz.
Distorsione d'intermodulazione	inferiore allo 0,7% per picchi di potenza di 20 W (con segnali di 40 Hz e di 10 kHz).

Distorsione di fase massima . .	10° a 10 kHz e 20° a 20 kHz.
Ronzìo e fruscìo	inferiore di 90 dB alla massima potenza di uscita.
Sensibilità	220 mV per 20 W di uscita.
Valvole impiegate	1 GZ-34 raddrizzatrice; 1 EF86 preamplificatrice; 1 ECC83 amplificatrice ed invertitrice di fase; 2 EL34 amplificatrici finali in controfase.

DESCRIZIONE del CIRCUITO

L'amplificatore che ci accingiamo a descrivere, il cui schema elettrico è riportato alla **figura 8**, impiega due valvole finali di grande potenza, EL34, disposte in uno stadio controfase con circuito ultralineare. Questo amplificatore può essere usato sia singolarmente, sia in combinazione con un preamplificatore separato. Nel primo caso la resistenza *R*1 dovrà essere sostituita da un potenziometro che consenta la regolazione del volume. Si può anche inserire il complesso per la regolazione doppia di tono, riportato alla figura 5, della lezione 106ª, da introdursi tra l'entrata e la griglia della EF 86.

Facendolo precedere da un preamplificatore provvisto di diverse entrate (adatte alle diverse sorgenti di segnale audio), di controlli di tono, e di circuiti di equalizzazione, l'amplificatore che stiamo descrivendo è in grado di fornire prestazioni di alta classe, specialmente se usato in combinazione con diffusori acustici dotati di altoparlanti di buona qualità. Il preamplificatore in questione sarà oggetto anch'esso di dettagliata descrizione, di modo che il lettore potrà accingersi, volendo, alla sua costruzione con cognizioni di causa.

Stadio d'entrata

In questo stadio viene usata una valvola EF86 che, essendo un pentodo — come sappiamo — consente una alta amplificazione (il guadagno dello stadio è di circa 120): il tipo di valvola prescelto introduce un basso livello di rumore.

Onde evitare l'insorgere del rumore termico che si origina, come già detto, principalmente nelle resistenze, è opportuno che tutte le resistenze facenti capo agli elettrodi della EF86 siano del tipo a carbone, ad alta stabilità. In caso contrario il rumore di fondo che si ottiene è superiore a quello indicato nei dati caratteristici.

Stadio pilota

Questo stadio è costituito da un doppio triodo ECC83, che funziona sia da amplificatore di tensione che da invertitore di fase. Le funzioni di amplificazione e di inversione non avvengono separatamente nei due triodi, poichè si tratta di un invertitore di fase con accoppiamento catodico il quale, come sappiamo, impiega entrambi i triodi sia per l'amplificazione che per l'inversione. Si è preferito il circuito con accoppiamento catodico poichè questo, tra i diversi aventi la funzione di invertitori, è quello che presenta il più elevato grado di bilanciamento e la più bassa distorsione. Con tale stadio è possibile ottenere una tensione di pilotaggio sufficiente allo stadio finale, con una distorsione dello 0,4%. Le resistenze *R*12 e *R*13, allo scopo di consentire un buon funzionamento dello stadio, devono avere il valore il più possibile vicino fra loro, e comunque contenuto entro i limiti di tolleranza del 5%, rispetto al valore di 180 kohm indicato dallo schema. Nel caso queste due resistenze abbiano valore lievemente differente tra loro, quello maggiore deve essere usato per la *R*13.

Il migliore bilanciamento dello stadio è ottenuto quando i carichi anodici non differiscono di oltre lo 0,3%. E' quindi necessario che le resistenze di griglia, *R*15 ed *R*16, dello stadio finale, che fanno parte dei carichi anodici dello stadio pilota, siano anch'esse il più possibile precise. Il bilanciamento alle frequenze elevate è determinato soprattutto dalla disposizione dei vari collegamenti, dipendendo essenzialmente dalle capacità distribuite, che devono essere eguali nelle due sezioni. Il bilanciamento alle frequenze più basse dipende invece dal valore della costante di tempo del circuito di griglia, determinato da *R*9 e C6.

L'invertitore di fase con accoppiamento catodico, pure presentando una bassa percentuale di distorsione, riduce il guadagno in tensione effettivo dello stadio alla metà di quello che si otterrebbe con un normale amplificatore di tensione. Tuttavia, dato che il coefficiente di amplificazione delle ECC83 è notevolmente elevato, il guadagno permane sufficiente.

Stadio finale

Come si può notare nello schema della figura 8, lo stadio finale è costituito da 2 valvole finali di grande potenza, disposte in controfase.

Le tensioni di griglia schermo delle due valvole finali sono ottenute a mezzo di due prese effettuate sul primario del trasformatore di uscita, predisposte in corrispondenza del 40% dell'avvolgimento. Tale circuito, caratteristico degli stadi finali ultralineari, è basato sulla controreazione che si determina appunto applicando parte del segnale presente sul primario del trasformatore di uscita alle griglie schermo delle valvole finali. Questa controreazione, che interessa il solo stadio finale, si aggiunge al normale circuito di controreazione che si estende a tutto il circuito. Di ciò ci occuperemo più diffusamente nella lezione dedicata all'alta fedeltà.

L'impedenza di carico tra i due anodi delle valvole finali è di circa 6,6 kohm. La tensione di alimentazione risulta, all'uscita del circuito di livellamento, di 440 volt, e la dissipazione complessiva, di anodo e di griglia schermo di ognuna delle valvole finali, di 28 watt. Da misure eseguite sul circuito, risulta che la migliore linearità viene raggiunta quando, in serie al circuito di griglia schermo, si dispone una resistenza da 1 kohm.

Trasformatore d'uscita

Il trasformatore d'uscita, del quale riportiamo più avanti i dati costruttivi, è stato progettato per adat-

Fig. 8 — Circuito elettrico dell'amplificatore di potenza, con stadio di uscita in controfase. Le due EL34 possono erogare una potenza massima di 20 W. La valvola ECC83 agisce da pilota e da stadio invertitore di fase, mentre la EF86 è uno stadio amplificatore di tensione. A e B costituiscono due uscite di tensione anodica, tramite le quali è possibile alimentare un eventuale preamplificatore. Per il medesimo motivo è disponibile un quarto secondario sul trasformatore di alimentazione.

ELENCO dei VALORI

R1	= 1 MΩ ± 20%, ¼ W
R2	= 4,7 kΩ ± 20%, ¼ W
R3	= alta stabilità ± 5%
	con carico di 12 - 16 Ω : 8,2 kΩ
	con carico di 6 - 8 Ω : 5,6 kΩ
R4	= 2,2 kΩ ± 10%, alta stabilità
R5	= 100 Ω ± 5%, alta stabilità
R6	= 390 kΩ ± 10%, alta stabilità
R7	= 100 KΩ ± 10%, alta stabilità
R8	= 4,7 kΩ ± 10%, ¼ W
R9	= 1 MΩ ± 20%, ¼ W
R10	= 82 kΩ ± 10%, ½ W
R11	= 270 kΩ ± 10%, ½ W
R12	= 180 kΩ ± 10%, ½ W *)
R13	= 180 kΩ ± 10%, ½ W *)
R14	= 15 kΩ ± 20%, ½ W

R15	= 470 kΩ ± 10%, ¼ W
R16	= 470 kΩ ± 10%, ¼ W
R17	= 2,2 kΩ ± 20%, ¼ W
R18	= 470 Ω ± 5%, 3 W, a filo
R19	= 470 Ω ± 5%, 3 W, a filo
R20	= 2,2 kΩ ± 20%, ¼ W
R21	= 1 kΩ ± 10%, ½ W
R22	= 1 kΩ ± 10%, ½ W
R23	= 56 kΩ ± 10%, 1 W
R24	= 12 kΩ ± 20%, 6 W
R25	= 12 kΩ ± 20%, 6 W
R26	= dipende dal valore di R_{tr}
R27	= dipende dal valore di R_{tr}
C1	= ± 5%
	per adattamento 12÷16 Ω : 220 pF
	per adattamento 6÷ 8 Ω : 330 pF

C2	= 50 μF, 12 V lavoro
C3	= 56000 pF, 350 V lavoro
C4	= 47 pF, ± 10%
C5	= 8 μF, 350 V lavoro
C6	= 0,22 μF, 350 V lavoro
C7	= 8 μF, 450 V lavoro
C8	= 0,47 • μF, 350 V lavoro
C9	= 0,47 μF, 350 V lavoro
C10	= 50 μF, 50 V lavoro
C11	= 50 μF, 50 V lavoro
C12	= 50 μF, 450 V lavoro
C13	= 50 μF, 450 V lavoro
C14, C15	} 2×8 μF, 450 V lavoro
F1, F2	= Fusibile 2,5 A
F3	= Fusibile 0,5 A

*) entro la tolleranza del 5%

tarsi a due diverse impedenze di carico secondario comprese, rispettivamente, tra 6 e 8 ohm e tra 12 e 16 ohm. L'induttanza del primario, misurata a 50 Hz, e a 5 volt, è di 72 H, mentre sale a 120 H quando è misurata a 50 Hz, 10 volt. L'induttanza dispersa è di 8 mH, con il secondario in corto circuito, e di 6 mH con un semiavvolgimento del primario in corto circuito. La resistenza complessiva del primario è di 319 ohm, mentre quella del secondario è di 0,45 ohm per l'adattamento da 12 a 16 ohm, e di 0,18 ohm per l'adattamento ad impedenza inferiore. La massima densità del flusso, misurata a 20 Hz e 500 volt di cresta, è di 5.800 gauss.

Alla **figura 9** è rappresentata la forma e la dimensione dei lamierini componenti il nucleo del trasformatore di uscita. Gli avvolgimenti sono disposti su di un supporto diviso in due sezioni eguali, in ciascuna delle quali è contenuta una metà dell' avvolgimento primario. Ciascuna metà è suddivisa, a sua volta, in cinque sezioni collegate in serie, e tra l'una e l'altra sezione è inserita una parte dell'avvolgimento secondario. Si hanno quindi, in definitiva, dieci sezioni di avvolgimento primario alternate con otto sezioni di avvolgimento secondario. Di queste ultime, alcune sono collegate in serie, ed altre in parallelo.

Questo sistema di avvolgimento è alquanto laborioso: tuttavia, il risultato che esso consente è tale da compensare le difficoltà incontrate.

Nucleo . . . . . normali lamierini di forma I ed E.
Dimensioni esterne 150x125 mm.
Larghezza del nucleo 50 mm.
Pacco lamellare . . senza traferro.
Altezza del pacco . . 50 mm.
Sezione . . . . . 25 cm².

Fig. 9 — Tipo e dimensioni dei lamierini da impiegare per la realizzazione del trasformatore di uscita dello stadio ultralineare. L'altezza del pacco (spessore lordo) è di 50 mm.

Per quanto riguarda le dimensioni dei lamierini, queste sono riportate chiaramente alla figura 9. Nella tabella 1 sono indicati tutti i dati necessari per l'identificazione degli avvolgimenti alloggiati sul supporto, elencati secondo la sequenza di esecuzione, ossia partendo da quelli interni. Per tutti gli avvolgimenti deve essere usato filo di rame smaltato, di sezione opportuna, facilmente calcolabile in base alle correnti che percorrono i singoli avvolgimenti. I collegamenti interni da eseguirsi tra le varie sezioni dell'avvolgimento primario, sono elencati nella tabella 2. L'inizio e la fine degli avvolgimenti *S*1, *S*2 ed *S*3 del secondario fanno capo comune, ossia risultano collegati in parallelo. Ciò vale anche per le sezioni *S*6, *S*7 ed *S*8.

I collegamenti esterni del trasformatore di uscita sono i seguenti, (P ed S indicano il primario ed il secondario):

1) L'inizio di *P*1 va collegato all'anodo della prima EL34,
2) L'inizio di *P*10 va collegato all'anodo della seconda EL34,

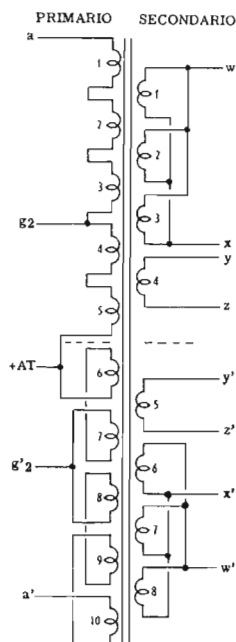



Fig. 10 — Per rendere minime le perdite dovute alla dispersione di flusso ed alle capacità distribuite, l'avvolgimento deve essere effettuato a sezioni alterne tra primario e secondario, come indicato.

3) Il punto di unione tra *P*3 e *P*4 alla griglia schermo della prima EL34,
4) Il punto di unione tra *P*7 e *P*8 alla griglia schermo della seconda EL34,
5) Il punto di unione tra *P*5 e *P*6 alla tensione di alimentazione anodica + AT.

I vari collegamenti da effettuare sui terminali del secondario, si comprenderanno più facilmente con l'ausilio della **figura 10**. Per ottenere adattamenti di impedenza da 5 ad 8 ohm, gli inizi di *S*1, *S*2 ed *S*3 devono essere collegati all'inizio di *S*4, mentre la fine di ciascuno di questi avvolgimenti fa capo alla fine di *S*4. Si tratta, in sostanza, di collegare il punto *W* col punto *J* ed il punto X col punto Z. Ciò vale anche con gli avvolgimenti *S*5, *S*6, *S*7 ed *S*8, simmetrici ai precedenti. Occorrerà quindi collegare *W'* ad *J'*, ed X' a *Z'*. I due gruppi di combinazioni vanno collegati in serie, e gli altoparlanti vanno disposti tra *W* e *W'*.

Se si vuole invece ottenere un adattamento di impedenza da 12 a 16 ohm, gli avvolgimenti *S*4 ed *S*5 vanno collegati in parallelo (*J* con *J'*, e *Z* con *Z'*). I tre gruppi vanno poi collegati in serie, ossia *J* e *J'* a *Z*, e successivamente *Z* e *Z'* ad X'. Gli altoparlanti devono anche questa volta essere collegati ai punti *W* e *W'*.

Controreazione

La sensibilità dell'amplificatore, *senza controreazione*, è di circa 6,5 mV per un'uscita di 20 watt. Tale valore, come si vede, sarebbe sufficiente per pilotare l'amplificatore anche con segnali d'entrata molto deboli. Tuttavia poichè, come si può notare la curva *b* della **figura 11,** la catena di controreazione comporta un'attenuazione di circa 30 dB, per cui la sensibilità con controreazione scende a circa 200 mV. Tale sensibiltà, mentre è sufficiente per alcuni tipi di segnali di ingresso, non lo è in altri casi, ad esempio quando si voglia applicare, all'entrata, un microfono.

Avvolgimento	Numero di spire	Diametro del filo	Larghezza dell'avvolgimento	Numero degli strati
P_1 · P_{10}	380	0,28 mm	32 mm	4
S_1 · S_8	60	1,0 mm	33 mm	2
P_2 · P_9	380	0,28 mm	32 mm	4
S_2 · S_7	60	1,0 mm	33 mm	2
P_3 · P_8	380	0,28 mm	32 mm	4
S_3 · S_6	60	1,0 mm	33 mm	2
P_4 · P_7	380	0,28 mm	32 mm	4
S_4 · S_5	60	1,0 mm	33 mm	2
P_5 · P_6	380	0,28 mm	32 mm	4

fine di P_1 all'inizio di P_2	fine di P_{10} all'inizio di P_9
fine di P_2 all'inizio di P_3	fine di P_9 all'inizio di P_8
fine di P_3 all'inizio di P_4	fine di P_8 all'inizio di P_7
fine di P_4 all'inizio di P_5	fine di P_7 all'inizio di P_6
fine di P_5 alla fine di P_6	

TABELLA 1 (in alto): Dati pratici di avvolgimento delle diverse sezioni. TABELLA 2 (in basso). Ordine dei collegamenti interni al trasformatore, tra le diverse sezioni primarie e secondarie.

Come si può notare dalla curva di guadagno della catena di controreazione, per frequenze molto alte o molto basse, l'efficacia del circuito diminuisce, e quindi tali frequenze risultano esaltate, rispetto a quelle centrali. In tal modo, si riesce a compensare la naturale attenuazione, determinata dagli stadi di accoppiamento e di amplificazione, di tali frequenze estreme. Di conseguenza, la curva di risposta lineare del complesso si allarga notevolmente oltre i consueti limiti degli amplificatori non controreazionati, estendendosi, in pratica, da 2 Hz a 100 kHz. Nonostante il fatto che la reazione, alle frequenze estreme, si trasformi da negativa in positiva, e ciò per la ragione spiegata alla lezione precedente, la stabilità di questo amplificatore è risultata, a tutti gli effetti, ottima. Nel prototipo di questo amplificatore, realizzato nei laboratori di una importante Casa (Philips), si e riscontrata una completa stabilità anche in condizioni di circuito di ingresso aperto. Si sono inoltre potuti usare cavi di trasferimento anche molto lunghi per il segnale a Bassa Frequenza, dal trasformatore di uscita agli altoparlanti, senza che ciò determinasse alcun genere di oscillazioni.

Fig. 11 — Curve di responso in funzione della frequenza e del livello di uscita in dB. Risposta alla frequenza (a), guadagno della catena di controreazione (b), e distorsione di fase (c). Quest'ultimo valore è indicato sulla scala verticale a destra.

Distorsione

Alla figura 11 è indicata anche la curva di distorsione di fase (c). Come si vede, dato che le frequenze audio che interessano sono esclusivamente quelle comprese tra 20 Hz e 20 kHz, il comportamento dell'amplificatore è ottimo, non superando mai, in tale gamma, il 20% di spostamento di fase; inoltre, da 30 Hz a 5 kHz, si può notare l'assenza completa di sfasamenti.

La distorsione armonica, misurata a 400 Hz, è rappresentata dalle curve *a* e *b* della **figura 12**. In *a* la misura della distorsione è stata effettuata senza controreazione e con carico resistivo, in *b* è stata effettuata con controreazione di 30 dB, ma in condizioni di sovraccarico. Al livello di 20 watt, la distorsione senza controreazione si trova al di sotto dell'1%, mentre con la controreazione essa scende a meno dello 0,05%, raggiungendo lo 0,1% a circa 27 watt di uscita.

Le misure relative alla distorsione per intermodulazione sono state eseguite con frequenza di 40 Hz e 10 kHz, nel rapporto di ampiezza 4:1. Si è trovato che la percentuale di distorsione è inferiore allo 0,7%, per picchi di potenza di 20 watt, con segnale sinusoidale. L'andamento della tensione di uscita, in funzione della tensione di ingresso, è indicato dalla curva caratteristica della **figura 13**, la quale mostra che si ha una buona linearità per tensioni di uscita fino a 20 volt, misurate ai capi di un carico di 15 ohm, corrispondente alla potenza di 27 watt.

NOTE sulla REALIZZAZIONE PRATICA

In linea di massima, onde evitare il più possibile accoppiamenti tra i circuiti a frequenza di rete e quelli di amplificazione, è auspicabile che tutta la sezione di alimentazione sia realizzata su di un telaio separato da quello del resto dell'amplificatore. E' tuttavia possibile, se si seguono con attenzione le norme che esporremo, realizzare il tutto su di un unico telaio. Nel caso si intenda costruire anche un preamplificatore, questo dovrà invece essere realizzato senz'altro su di un telaietto separato, se non si vuole introdurre inevitabilmente ronzio.

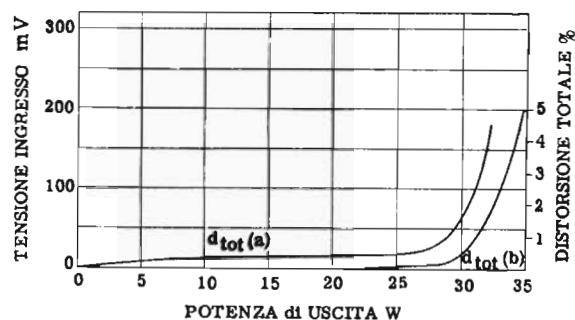



Fig. 12 — Curve della distorsione armonica totale, in funzione della potenza di uscita e del segnale di ingresso, senza controreazione (a) e con controreazione di 30 dB a 400 Hz (b).

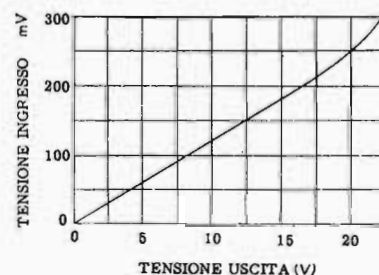



Fig. 13 — Curva caratteristica della tensione di uscita, in funzione dell'ampiezza del segnale di ingresso.

Per quanto riguarda l'effettiva sistemazione delle parti al di sopra ed al di sotto del telaio, occorre, innanzitutto, fare in modo che i componenti di ogni singolo stadio risultino il più possibile vicini tra di loro, e che l'ordine di sistemazione sul telaio degli stadi corrisponda il più possibile a quello dello schema elettrico. Si disporrà quindi ad un estremo lo stadio amplificatore, con gli eventuali controlli di volume e di tono, subito seguito dallo stadio amplificatore ed invertitore. Lo stadio finale, ed il relativo trasformatore di uscita, occuperanno la parte centrale del telaio. All'altra estremità infine, ben staccato dai precedenti, si disporrà l'assieme di alimentazione, avendo cura che il trasformatore e l'induttanza di filtro risultino alla massima distanza, ossia disponendoli dopo i condensatori elettrolitici e la valvola raddrizzatrice.

In molti amplificatori, per ragioni di estetica e di simmetria, si usa disporre il controllo di volume al

centro del telaio ed i due controlli di tono alle due estremità opposte. E' invece assolutamente preferibile che tutti i controlli di responso e di volume si trovino all'estremità del telaio che corrisponde allo stadio di ingresso. Ciò, sia per evitare accoppiamenti con i circuiti di uscita e con l'alimentatore, sia per abbreviare il più possibile i collegamenti degli stadi d'entrata. E' pure preferibile che l'interruttore di accensione non sia abbinato ad uno dei potenziometri per i suddetti controlli, ma sia separato, e disposto presso la sezione di alimentazione: in tal modo si evita che il cavo di alimentazione percorra una zona nelle vicinanze dei circuiti di entrata e induca ronzio.

Il telaio va eseguito in lamiera di ferro cadmiato, o in alluminio, di spessore dipendente dalle dimensioni generali, e comunque tale da assicurare una buona robustezza all'insieme. Eseguiti i diversi fori per la sistemazione dei componenti è opportuno fissare dapprima quelli più leggeri, ossia quelli dei primi stadi, ed eseguire i relativi collegamenti, e per ultimi quelli più pesanti, quali i due trasformatori e l'impedenza.

Come evitare i disturbi

Le oscillazioni parassite, essendo sempre originate da una reazione positiva, richiedono soprattutto che si evitino lunghi collegamenti paralleli tra loro, poichè tra di essi si potrebbero facilmente determinare trasferimenti di tipo induttivo. In ogni modo, la sistemazione dei componenti sul telaio che abbiamo indicata in precedenza dovrebbe, in gran parte, eliminare la necessità di collegamenti lunghi portanti l'audiofrequenza. Se nell'amplificatore si dovessero incorporare trasformatori di entrata, è auspicabile che essi si trovino a molta distanza dal trasformatore di uscita, per evitare ritorni di energia elettromagnetica. Allo stesso scopo è bene usare trasformatori di uscita di alta qualità, con una minima percentuale di flusso disperso.

In linea di massima, se negli amplificatori si determinano oscillazioni dovute ai circuiti di controreazione, si rendono necessarie modifiche nei valori dei componenti relativi o, come già detto, l'inversione dei collegamenti. Per quanto riguarda l'inconveniente illustrato alla figura 3, la soluzione migliore consiste nell'usare condensatori elettrolitici di prima qualità, e di alta capacità, e, possibilmente, nel prelevare la tensione anodica degli stadi precedenti dopo averla disaccoppiata da quello finale mediante filtri *RC* multipli. Ciò è previsto, come si può notare, nello schema di figura 8.

Per quanto riguarda i diversi tipi di rumore, non sono necessarie particolari precauzioni, se si eccettua l'impiego — nei primi stadi — di valvole a basso rumore interno, quali la EF86, e di resistenze ad alta stabilità, del tipo a carbone, per evitare l'insorgere del rumore termico. Per evitare l'effetto microfonico si usano, nelle apparecchiature industriali e professionali, zoccoli portavalvole speciali, fissati al telaio in modo elastico; tuttavia, nel caso in questione, questo difetto si manifesta solo eccezionalmente.

Veniamo, infine, ai diversi tipi di ronzio, per eliminare i quali, oltre a quanto già detto in precedenza, occorre:

1) Orientare sul telaio, i nuclei del trasformatore di alimentazione e dell'induttanza di filtro parallelamente tra loro, ma perpendicolarmente sia al trasformatore di uscita che all'eventuale trasformatore di entrata. Questi ultimi componenti devono, a loro volta, essere perpendicolari tra di loro (sulla terza dimensione).

2) Curare il più possibile i circuiti di filtro, in modo che il livellamento della tensione sia perfetto. Si può eventualmente verificare l'intero stadio di alimentazione con l'oscillografo, come descritto a pagina 804.

3) I collegamenti ai filamenti vanno eseguiti con filo intrecciato. In tal modo, i flussi dovuti ai due fili si annullano, in parte, a vicenda. Occorre, fare in modo che i collegamenti in questione risultino molto vicini al telaio, disposti rettilineamente, e alla maggiore distanza possibile dai circuiti di griglia e d'entrata.

4) Il ritorno a massa è uno dei collegamenti che, negli amplificatori, risulta essenziale ai fini della riduzione del ronzio. Allo scopo, deve essere usato un filo di rame nudo, di sezione tale da renderlo sufficientemente rigido, che deve essere fissato, su due ancoraggi isolati, da un capo all'altro del telaio. Successivamente, tutti i collegamenti di massa vanno eseguiti su detto conduttore, nello stesso ordine in cui si susseguono i diversi stadi sullo schema elettrico. Si può iniziare, da un lato, col collegamento al centro del secondario AT del trasformatore; poi si salderanno gli elettrolitici (la cui custodia metallica deve essere assolutamente isolata dal telaio), i «ritorni» dello stadio finale, e quelli dello stadio pilota, fino a giungere allo stadio di ingresso. I « ritorni » dello stadio di ingresso devono fare capo ad un solo punto del conduttore di massa, al quale devono giungere anche i lati « freddi » delle prese per « pick - up », microfono ecc. Lo stesso punto va collegato al telaio dell'apparecchio.

E' indispensabile che anche le calze dei cavi schermati vadano a massa in un solo punto, prossimo a quello dei ritorni dei circuiti relativi, ed è quindi opportuno usare un cavo che, sopra alla calza metallica, abbia un rivestimento isolante atto ad evitare contatti accidentali col telaio.

Tutte le precauzioni esposte sono dovute alla necessità di evitare i cosidetti « anelli di massa ».Sono questi ultimi dei circuiti costituiti da collegamenti di massa, formanti una spira chiusa. Ad esempio, se il conduttore cui fanno capo i conduttori di massa venisse saldato al telaio ai suoi due estremi, esso formerebbe, col telaio stesso, un circuito chiuso. Tale precauzione, che sarebbe inutile se il telaio ed i fili dei collegamenti fossero conduttori perfetti, si rende invece necessaria perchè, date le piccole resitenze che anche tali elementi presentano, un anello di massa si comporterebbe come un vero e proprio circuito elettrico, captando i campi elettromagnetici presenti, ed inducendo a sua volta differenze di potenziale tra i diversi punti del circuito che devono trovarsi a massa e cioè a pari potenziale.

La accurata esecuzione dei collegamenti a massa è forse l'operazione più difficile dell'intero montaggio. Per il resto, basta seguire le solite precauzioni nella tecnica di saldatura e le avvertenze varie da noi ripetutamente esposte nel corso delle precedenti lezioni dedicate a montaggi pratici.

DOMANDE sulle LEZIONI 109ª e 110ª

N. 1 —
Che cosa si intende per « distorsione », e quali sono i diversi tipi di distorsione che si possono verificare in un amplificatore per B.F. ?

N. 2 —
Cosa è la curva di risposta di un amplificatore, e qual'è la distorsione che si collega direttamente all'andamento di detta curva ?

N. 3 —
In quali circostanze si determina la distorsione di fase ?

N. 4 —
Qual'è l'effetto introdotto in uno stadio di amplificazione che non lavora nel tratto lineare della caratteristica della valvola, e come si può eliminare ?

N. 5 —
Può un segnale perfettamente sinusoidale, applicato da solo all'entrata di un amplificatore, essere da questo distorto per intermodulazione ?

N. 6 —
In che cosa consiste la « reazione », e quali sono, dal punto di vista dello sfasamento, i due tipi di reazione ?

N. 7 —
Quali sono invece i due tipi di reazione, dal punto di vista della diversa tecnica della retrocessione del segnale ?

N. 8 —
Quale effetto presentano, sull'impedenza d'uscita dello stadio cui vengono applicate, la controreazione di tensione e la controreazione di corrente ?

N. 9 —
Quale è lo svantaggio apportato dai circuiti di controreazione negli amplificatori ?

N. 10 —
Quali sono invece i vantaggi che i circuiti di controreazione permettono di ottenere ?

N. 11 —
Quali sono le tre principali categorie di disturbi che si possono determinare negli amplificatori ?

N. 12 —
Quali sono i due tipi fondamentali di oscillazioni parassite, e quali sono le cause che contribuiscono a determinarle ?

N. 13 —
Quali sono i principali tipi di rumore, e come è possibile eliminarli ?

N. 14 —
Qual'è l'origine di tutti i tipi di ronzio, e quali sono le precauzioni generali da seguirsi per eliminarla ?

N. 15 —
Come devono essere orientati i nuclei del trasformatore di alimentazione, dell'impedenza di filtro, del trasformatore di uscita, e del trasformatore di entrata, e per quale ragione ?

RISPOSTE alle DOMANDE di Pag. 857

N. 1 — Il compito degli stadi amplificatori di tensione consiste nell'aumentare l'ampiezza dei segnali di ingresso, fino a raggiungere il valore necessario per pilotare adeguatamente lo stadio finale di potenza.

N. 2 — Le caratteristiche dell'ambiente in cui verrà usato, e quelle degli altoparlanti impiegati.

N. 3 — Perchè — in genere — i segnali elettrici forniti da un microfono sono molto più deboli di quelli forniti da un « pick-up » o da un ricevitore radio, o ancora, da un magnetofono.

N. 4 — Direttamente all'ingresso, oppure tra uno stadio amplificatore di tensione e quello successivo.

N. 5 — Inserendo dei filtri (generalmente del tipo RC), contenenti delle componenti variabili (generalmente resistenze), la cui variazione consente l'attenuazione di determinate gamme di frequenze.

N. 6 — In base al principio del partitore, in quanto preleva la quantità di segnale desiderato, lungo una resistenza variabile.

N. 7 — In due modi: mediante un trasformatore il cui secondario sia provvisto di presa centrale, o mediante un apposito circuito elettronico.

N. 8 — Perchè, adottando un trasformatore per l'inversione di fase, si introducono le inevitabili distorsioni e la discriminazione di frequenza intrinseche del trasformatore.

N. 9 — Sul fatto che, in uno stadio amplificatore, il segnale presente sulla placca è sfasato di 180° rispetto a quello presente sulla griglia o sul catodo.

N. 10 — Perchè, nel caso di stadio finale in controfase, le ondulazioni presenti con la medesima polarità sulle due placche non dànno alcun segnale in uscita, in quanto si annullano a vicenda. Infatti, i soli segnali che si trasferiscono al secondario, sono quelli che si trovano ai capi del primario con polarità opposta.

N. 11 — Il compito della lampadina è di compensare le eventuali variazioni di ampiezza del segnale prodotto, dovute al variare della reattanza delle capacità in gioco col variare della frequenza. Ogni aumento di ampiezza determina un aumento di corrente attraverso il filamento: in tali condizioni aumenta la sua resistenza unitamente alla caduta di tensione ai suoi capi, per cui l'ampiezza del segnale resta costante.

N. 12 — Perchè, nei rilievi — ad esempio — del coefficiente di amplificazione di uno stadio, consente di conoscere esattamente l'ampiezza del segnale entrante, per cui bastano la sola misura del segnale di uscita, ed il calcolo del rapporto.

N. 13 — Essendo in sostanza un partitore di tensione, esso varia la controreazione applicata al catodo.

N. 14 — Quando il segnale uscente è applicato all'ingresso di uno stadio ad impedenza elevata o infinita, e quando invece è necessario conoscere esattamente il valore di detta impedenza di ingresso.

N. 15 — Iniettando, all'ingresso dell'amplificatore in esame, segnali di varia frequenza e di ampiezza costante, e misurando le tensioni di uscita.

LA COSTRUZIONE degli AMPLIFICATORI di BASSA FREQUENZA

III^a PARTE: IL PREAMPLIFICATORE

La funzione del preamplificatore è quella di adattare l'amplificatore alle diverse sorgenti di segnale ad audiofrequenza. Gli adattamenti principali che si rendono necessari sono tre:

1) *adattamento di impedenza,*

2) *adattamento di sensibilità,*

3) *adattamento della curva di risposta.*

L'adattamento di impedenza viene effettuato mediante la variazione della disposizione e dei valori delle resistenze di ingresso. L'adattamento di sensibilità viene ottenuto mediante lo stesso principio, e, qualche volta inserendo un numero diverso di stadi di preamplificazione, a seconda della tensione del segnale da amplificare. Per l'adattamento della curva di risposta si ricorre ai circuiti di equalizzazione.

Negli amplificatori di piccola potenza, o comunque a caratteristiche di risposta media, il preamplificatore generalmente è montato sullo stesso telaio dell'amplificatore, e spesso è costituito da una sola valvola, che precede direttamente lo stadio pilota. Nei complessi atti a fornire prestazioni di qualità — invece — il preamplificatore è separato, e comprende anche più di uno stadio di amplificazione, a triodo o a pentodo, nonchè i vari circuiti di ingresso aventi le funzioni sopra indicate.

Il problema degli adattamenti di impedenza e di sensibilità è — come abbiamo visto — di semplice risoluzione; più complessa è invece l'elaborazione dei circuiti di equalizzazione.

Per comprendere la necessità dei circuiti di equalizzazione, occorre ricordare che le incisioni fonografiche su disco, ad esempio, non avvengono uniformemente alle diverse frequenze. Per ragioni tecniche, di cui abbiamo già parlato alla lezione 88^a, si rende necessario, in sede di registrazione, incidere le diverse frequenze con diverse intensità relative. Le principali curve caratteristiche di registrazione su disco sono indicate alla **figura 1**. La curva *a* è stata adottata esclusivamente dalla Decca, la curva *b* dalla maggior parte delle case americane ed inglesi, aderenti rispettivamente alla A.E.S. ed alla R.I.A.A.; la curva *c*, infine, indica la caratteristica di incisione dei vecchi dischi a 78 giri.

Dall'esame delle curve risulta che, se si vuole che i suoni riprodotti dall'amplificatore corrispondano esattamente a quelli registrati, occorre che la risposta dell'amplificatore alle varie frequenze sia esattamente **complementare** a quella adottata durante la registrazione, in modo da ottenere, come effetto finale, una curva perfettamente lineare. Benchè le tre curve indicate siano diverse tra di loro, esse hanno, tuttavia, un andamento generale assai simile, e si può, in generale, affermare che l'intensità di registrazione aumenta all'aumentare della frequenza del suono registrato. Riproducendo quindi un disco con un amplificatore che presenti una caratteristica di risposta lineare, si otterrebbe un netto predominio dei toni alti su quelli bassi, ed anche una distorsione, provocata dall'aumento d'ampiezza delle armoniche superiori rispetto alle frequenze fondamentali.

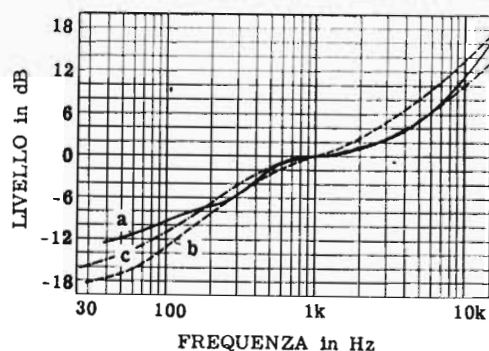



Fig. 1 — Curve standard caratteristiche della registrazione su disco. Curva « ffrr » della Decca, adottata per il disco di prova LXT 2695 (a); curva per dischi microsolco (b), e per dischi normali a 78 giri (c).

Poichè, in genere, sia per semplicità tecnica, che per poter effettuare con maggior precisione misure di linearità e di distorsione, si preferisce che gli amplificatori veri e propri abbiano una risposta ad andamento ideale rettilineo rispetto alle diverse frequenze, è necessario introdurre, nel preamplificatore, i circuiti di equalizzazione, che hanno appunto lo scopo di rendere la curva di risposta del complesso riproduttore complementare a quella di registrazione. Nei preamplificatori di alta classe, i circuiti di equalizzazione per riproduzione fonografica sono tre, ciascuno dei quali relativo ad una delle curve di figura 1. In altri casi, dato che l'andamento generale delle curve è simile, ci si accontenta di due diversi tipi di equalizzazione (microsolco e 78 giri), o anche di uno solo, le cui caratteristiche di risposta sono medie tra quelle ideali per i tre tipi di incisione.

Generalmente, i circuiti di equalizzazione sono disposti nel primo stadio del preamplificatore, e sono costituiti da diverse reti *RC*, che determinano una *con-*

troreazione selettiva. La controreazione selettiva è una controreazione che presenta efficacia diversa alle diverse frequenze, e può quindi alterare la curva di risposta dello stadio in cui è inserita. Tutti i circuiti di controreazione sono, in maggiore o minore misura, selettivi; abbiamo visto che ciò è dovuto ai diversi sfasamenti relativi delle diverse frequenze. Tuttavia, la curva di risposta della rete di controreazione può venire ulteriormente modificata aggiungendo particolari circuiti *RC*.

Nei preamplificatori sono presenti sempre diversi tipi di circuiti equalizzatori, costituiti da circuiti *RC*, in misura pari al numero degli ingressi del preamplificatore stesso. Essi vengono commutati contemporaneamente ai canali d'entrata, in modo che ad ognuno venga a corrispondere una risposta adeguata. Oltre alle reti di equalizzazione, il preamplificatore comprende tutte le altre necessarie regolazioni, quali il controllo di volume, il controllo di risposta separato degli alti e dei bassi e, talora, la regolazione dei filtri antifruscìo, mediante i quali è possibile attenuare il caratteristico fruscio generalmente presente durante la riproduzione dei dischi fonografici.

Alcuni preamplificatori sono anche dotati di circuiti « miscelatori », mediante i quali è possibile applicare, contemporaneamente, agli ingressi relativi, più segnali ad audiofrequenza, provenienti da diverse sorgenti, ad esempio da due microfoni disposti in diverse posizioni. Talora è anche possibile regolare separatamente i volumi dei diversi segnali, od anche le tonalità.

Prenderemo ora in considerazione un preamplificatore che, pur potendo fornire ottimi risultati, non comprende quei circuiti molto complessi, che sono propri dei preamplificatori per apparecchiature professionali. Ciò, anche in considerazione del fatto che la realizzazione pratica di tali circuiti presenta, per il principiante, notevoli difficoltà. E' infatti necessaria, nel preamplificatore assai più che nell'amplificatore di potenza, particolare attenzione circa la scelta, la disposizione e la schermatura dei componenti. Infatti, un disturbo, anche debolissimo, presente in questi stadi, viene amplificato così fortemente da tutti i successivi, da divenire, all'uscita, di entità rilevante. Occorre quindi che i circuiti siano i più semplici possibile, affinchè possano essere eseguiti con pochi collegamenti, di breve precorso, onde evitare reazioni ed induzioni di ronzio.

Il preamplificatore a valvole che descriveremo può essere usato insieme all'amplificatore di potenza descritto alla lezione precedente, o unitamente ad altri amplificatori analoghi. Esso prevede ingressi per fonorivelatori magnetici e piezoelettrici, per testine di lettura di registratori a nastro, per microfoni, ed infine per sintonizzatori radio. E' inoltre previsto un ingresso supplementare, adattabile ad altre eventuali sorgenti di Bassa Frequenza.

La selezione delle varie entrate è ottenuta tramite un commutatore rotante da fissarsi sul pannello frontale. Le posizioni del commutatore, in senso orario, sono le seguenti:

1) fonorivelatore piezoelettrico o magneto dinamico per dischi a 78 giri;
2) fonorivelatore piezoelettrico o magneto dinamico per dischi microsolco;
3) microfono a cristallo o microfono magnetico dotato di trasformatore d'entrata;
4) testine di lettura di magnetofono, ad alta impedenza;
5) sintonizzatore radio;
6) canale di ingresso ausiliario.

L'equalizzazione per i dischi è ottenuta conformemente alle più recenti prescrizioni della R.I.A.A. e della A.E.S., adottate dai più importanti produttori di dischi. La caratteristica di riproduzione per nastri magnetici è stata studiata particolarmente per velocità di registrazione ad alta fedeltà, ossia di 19 cm al secondo. Sono infine previste, all'uscita, regolazioni di tono a bassa impedenza, efficaci entro una vasta gamma di frequenze, e rispondenti pertanto a qualunque necessità.

Dati caratteristici

Tensione di uscita . . .	variabile da 40 mV a 250 mV.
Sensibilità	Fonorivelatore a cristallo: 50 mV per dischi microsolco e 150 mV per dischi a 78 giri. Fonorivelatore magneto dinamico: 3 mV per microsolco e 9 mV per 78 giri. Microfono: 6 mV. Magnetofono: 3 mV a 5 kHz. Sintonizzatore radio: 250 mV. Ingresso supplementare: 250 mV.
Ronzio e rumore di fondo	—55 dB in entrambi i fonorivelatori, in posizione microsolco —57 dB in posizione 78 giri —44 dB per microfono —53 dB per magnetofono.
Impedenza d'ingresso .	100 kohm per le entrate del fonorivelatore 1 Mohm per entrata microfono 85 kohm per entrata magnetofono 2 Mohm per entrata sintonizzatore radio 2 Mohm per entrata supplementare.
Distorsione	0,15% al valore nominale del livello di uscita 0,24% ad un valore 10 volte superiore a quello nominale.
Regolazione di tono . .	Esaltazione massima dei bassi: + 17 dB a 50 Hz Attenuazione massima dei bassi: — 14 dB a 50 Hz Esaltazione massima degli alti: + 14 dB a 10 kHz Attenuazione massima degli alti: — 15 dB a 10 kHz.

DESCRIZIONE del CIRCUITO

Lo schema è indicato alla **figura 2**. Esso consta di 2 stadi in ognuno dei quali è impiegato il pentodo EF86 ad alto μ. L'equalizzazione è realizzata interamente nel primo stadio a mezzo di un circuito a controreazione selettiva tra anodo e griglia della prima EF86.

Fig. 2 — Circuito elettrico del preamplificatore. Può essere usato con l'amplificatore di potenza descritto alla lezione precedente. In tal caso, le prese di alimentazione, sia dell'anodica che dei filamenti, vanno unite a quelle disponibili su detto amplificatore.

ELENCO dei VALORI

R6 = 220 kΩ ± 5%, ¼ W		R7 = 2,2 MΩ ± 10%, ¼ W
R5 = 5,6 MΩ ± 5%, ¼ W		R8 = 2,2 MΩ ± 10%, ¼ W
R4 = 560 kΩ ± 5%, ¼ W		R9 = 56 kΩ ± 10%, ¼ W
R3 = 10 MΩ ± 5%, ¼ W		R10 = 1 MΩ ± 10%, ¼ W
R2 = 560 kΩ ± 5%, ¼ W		R11 = 68 kΩ ± 10%, ¼ W
R1 = 330 kΩ ± 5%, ¼ W		R12 = 1 MΩ ± 10%, ¼ W

R13 = 100 kΩ ± 10%, ¼ W	R26 = 68 kΩ ± 10%, ¼ W	
R14 = 100 kΩ ± 5%, alta stab. ¼ W	R27 = 39 kΩ ± 10%, ¼ W	
R15 = 2,2 kΩ ± 10%, ½ W	R28 = 250 kΩ, log.	
R16 = 1 MΩ ± 10%, alta stab. ½ W	R29 = 6,8 kΩ ± 10%, ¼ W	C8 = 8 μF, 350 V lavoro
R17 = 220 kΩ ± 10%, alta stab. ½ W	R30 = 250 kΩ, log.	C9 = 0,1 μF, 350 V lavoro
R18 = 1 MΩ ± 10%, ¼ W	R31 = 30 kΩ ± 10%, ½ W	C10 = 0,1 μF, 350 V lavoro
R19 = 33 kΩ ± 10%, ½ W	C1 = 390 pF ± 5%	C11 = 25 μF, 12 V lavoro
R20 = 1,2 kΩ ± 10%, ½ W	C2 = 150 pF ± 5%	C12 = 0,1 μF, 350 V lavoro
R21 = 82 kΩ ± 10%, alta stab. ½ W	C3 = 2200 pF ± 5%	C13 = 560 pF ± 10%
R22 = 390 kΩ ± 10%, alta stab. ½ W	C4 = 560 pF ± 5%	C14 = 8200 pF ± 10%
R23 = 18 kΩ ± 10%, alta stab. ½ W	C5 = 220 pF ± 5%	C15 = 2200 pF ± 10%
R24 = 250 kΩ log.	C6 = 0,1 μF, 350 V lavoro	C16 = 0,02 μF ± 10%
R25 = 47 kΩ ± 10%, ¼ W	C7 = 25 μF, 12 V lavoro	C17 = 16 μF 350 V lavoro

Nel secondo stadio non è presente alcun circuito di controreazione; l'uscita di tale stadio è invece applicata direttamente ad una rete che consente la doppia regolazione di tono, ottenuta col solito circuito, di tipo classico *RC*. L'uscita di questa rete è applicata al potenziometro per la regolazione di livello. Il circuito di controreazione interessa solo il primo stadio perchè cosi si può ridurre l'impedenza di griglia, e, conseguentemente, il ronzio captato; inoltre, in tal modo, è consentita l'applicazione all'ingresso di segnali provenienti da sorgenti a bassa impedenza.

Nel circuito di ingresso di ogni canale vengono impiegate resistenze in serie, allo scopo di regolare accuratamente la sensibilità e l'impedenza di ciascuno di essi. I valori indicati nell'elenco dei componenti relativo allo schema di figura 2, sono quelli previsti per sorgenti di segnali ad audiofrequenza provenienti da rivelatori di tipo normale; si può, tuttavia, variare la sensibilità e l'impedenza di ogni canale, ritoccando in modo opportuno il valore della corrispondente resistenza in serie alla griglia. A questo proposito ricordiamo che l'impedenza del canale di ingresso di uno stadio di amplificazione è data dalla somma dell'impedenza di griglia della valvola (modificata dal circuito di controreazione) con l'impedenza di ingresso.

La sensibilità complessiva del preamplificatore viene regolata per tutti i canali mediante la variazione del rapporto tra le due resistenze di placca *R*21 ed *R*23 della seconda EF86. La somma tra queste due resistenze deve, in ogni caso, corrispondere al valore di 100 kohm. I valori indicati, di 18 e 82 kohm, sono quelli necessari a fornire la tensione di uscita di 40 mV, adatta per un amplificatore da 10 watt. Nel caso che il preamplificatore venga usato con l'amplificatore da 20 watt descritto alla lezione precedente, il condensatore *C*12 deve collegarsi direttamente all'anodo della EF86; si ottiene — in tal caso — un'uscita di 250 mV.

Per quanto riguarda l'alimentazione, in base a quanto detto alla lezione precedente, è preferibile che i filamenti siano alimentati — nel modo che illustreremo — in tensione continua, o per lo meno, se alimentati in alternata, siano polarizzati positivamente rispetto al catodo. Inoltre, è preferibile che la resistenza *R*31 ed ed il condensatore *C*17, costituenti un ulteriore stadio di disaccoppiamento per la tensione anodica, siano montati direttamente nell'alimentatore.

Valgono, anche qui, gli stessi principi da adottarsi nella costruzione degli amplificatori di potenza. Anzi, ripetiamo, nel caso dei preamplificatori, occorre usare maggiori attenzioni, poichè il segnale che attraversa

i circuiti subisce, prima di giungere allo stadio di potenza, un'amplificazione di tensione notevolmente elevata. Lo schema pratico di montaggio verrà scelto in base ai criteri già citati, ossia, in modo che i collegamenti ad alta impedenza siano il più possibile brevi. In linea di principio, può risultare conveniente seguire una disposizione pratica dei componenti simile a quella teorica indicata dallo schema elettrico, cioè procedendo, da un lato all'altro del telaio, dai circuiti di entrata fino a quelli di uscita.

Canali di ingresso per fonorivelatore — Le curve di equalizzazione dei due canali per fonorivelatore sono indicate alla **figura 3**. Esse, come è facile rilevare, sono complementari di quelle di registrazione, riportate alla figura 1. La differente sensibilità necessaria tra la posizione per dischi a 78 giri e quella per dischi microsolco, è ottenuta, in parte, variando opportunamente il fattore di controreazione, ma soprattutto inserendo la resistenza di attenuazione *R*13.

Il ronzio ed il rumore di fondo si trovano a — 55 dB sotto al livello di uscita nella posizione microsolco, ed a — 57 dB nella posizione 78 giri. In entrambi i casi l'impedenza d'ingresso è di circa 100 kohm. La sensibilità per fonorivelatori magnetici, misurata alla frequenza di 1 kHz, è di 3 mV e di 9 mV, rispettivamente per microsolco e 78 giri, mentre per i fonorivelatori a cristallo e per i due tipi di dischi è di 50 mV e di 150 mV, in corrispondenza della massima uscita dell'amplificatore.

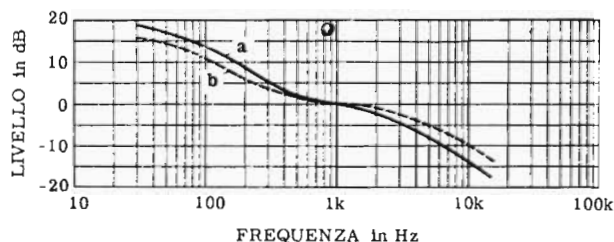



Fig. 3 — **Curve di equalizzazione per dischi microsolco (a), e per dischi a 78 giri (b). A sinistra, il livello espresso in dB.**

Canale di ingresso microfonico. — Il canale di ingresso per microfoni è adatto per microfoni a cristallo e per microfoni magnetici provvisti di trasformatore d'entrata. La sensibilità è di 6 mV, e l'impedenza di ingresso è di 1 Mohm. Il livello del ronzio e del rumore di fondo è, rispetto a quello del segnale, di — 44 dB. La risposta in frequenza di questo canale è indicata alla **figura 4**. Essa è lineare alle frequenze centrali, comprese tra 80 Hz e 3 kHz, mentre scende abbastanza rapidamente alle frequenze estreme.

Canale per magnetofono. — La curva caratteristica del canale per ingresso di segnali provenienti dalla testina di lettura di un magnetofono, è rappresentata alla **figura 5**. Essa è conforme alle norme CCIR, a partire dall'estremo alto, fino a circa 100 Hz, mentre al di sotto di tale frequenza viene data un'esaltazione di minore entità a quella che le norme richiederebbero. L'impedenza di ingresso di questo canale è di circa 80 kohm, e la sensibilità di 3 mV, a 5 kHz. I livelli di rumoree di ronzio si trovano a —52 dB, rispetto al livello del segnale.

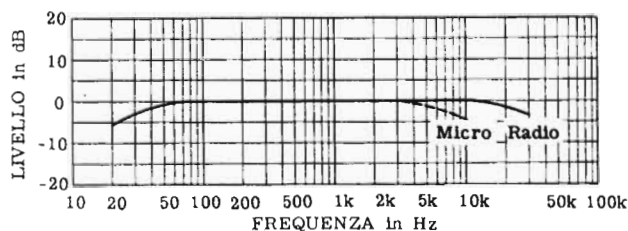



Fig. 4 — **Curve di responso alla frequenza degli stadi di ingresso, dovute ai circuiti di equalizzazione per radio (in tratto continuo), e per microfono (curva tratteggiata).**

L'ascolto dei nastri registrati deve essere effettuato mediante una testina di lettura ad alta impedenza, poichè solo in questo caso la curva di risposta della figura 5 dà dei buoni risultati. Se la testina magnetica fornisce una tensione di uscita insufficiente, si può rimediare operando una riduzione nel valore di *R*9, fino al raggiungimento della sensibilità desiderata.

Canale per segnale proveniente da sintonizzatore. — Corrisponde alla posizione 5 del commutatore d'ingresso. La risposta alla frequenza del canale di ingresso radio è rappresentata anch'essa alla figura 4. Questa curva di risposta è calcolata in modo da presentare un andamento il più possibile lineare, e quindi è adatta per sintonizzatori a modulazione di ampiezza o per sintonizzatori a modulazione di frequenza in cui già sia inserito un circuito interno per la deenfasi.

La sensibilità di questo canale è di circa 250 mV, con un'impedenza di ingresso di 2 Mohm; tale sensibilità è, normalmente, più che sufficiente. Altri valori di sensibilità si possono facilmente ottenere attraverso opportune variazioni nel valore della resistenza *R*1, facente parte del circuito di controreazione, e della resistenza *R*8 disposta in serie al circuito di ingresso. Se la sensibilità di questo canale risulta troppo elevata, può facilmente essere ridotta, collegando una resistenza di valore opportuno tra ingresso e massa.

Canale di ingresso supplementare. — Come si può notare esaminando lo schema di figura 2, il circuito di ingresso supplementare, corrispondente alla posizione 6 del commutatore, è assolutamente identico a quello del canale per sintonizzatore radio. Esso è quindi valido per scopi generali, presentando una curva di responso pressochè lineare, ed una sensibilità di 250 mV. In particolare, questo ingresso può essere usato per segnali provenienti da amplificatori di ma-

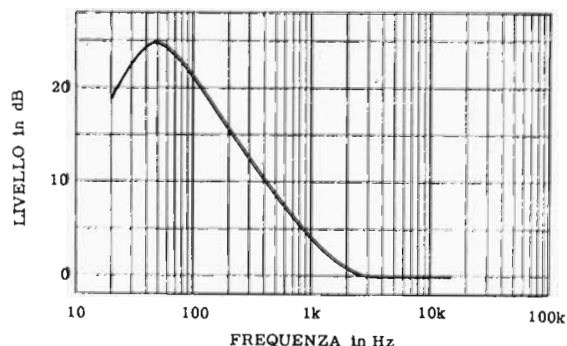



Fig. 5 — **Curva caratteristica di responso alla frequenza conseguente all'equalizzazione adottata per l'ingresso riservato a testine di lettura di registratori a nastro.**

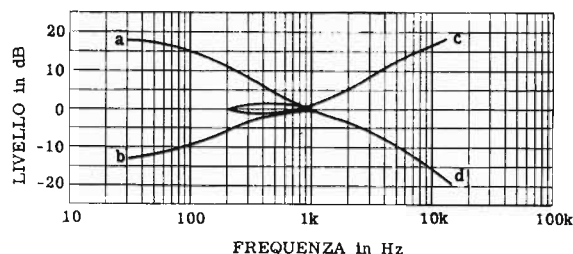



Fig. 6 — Curve di responso alla frequenza, risultanti dall'impiego dei controlli di tono separati per note alte e note basse.

gnetofoni, già provvisti di un proprio circuito di equalizzazione. Il canale può anche essere usato per fonorivelatori a cristallo o per microfoni capaci di fornire segnali di uscita a valore molto elevato. Bisogna, comunque, tenere presente che la rete di controreazione inserita in questo canale è costituita dalla sola resistenza *R*1, in serie al condensatore *C*9. Pertanto, la controreazione non è di tipo selettivo e la curva di risposta, come già avevamo rilevato, è lineare, ciò che non introduce alcun genere di equalizzazione. Volendo usare l'entrata supplementare per segnale di ingresso di basso valore, si può provvedere ad aumentare la sensibilità di tale canale riducendo la resistenza *R*7 da 2,2 Mohm a 1 Mohm.

Regolatori di tono e di volume. — I circuiti per i controlli di tono sono, come si può notare, assai simili a quelli illustrati alla lezione 103ª. Il potenziometro *R*24 costituisce un partitore di tensione per le frequenze alte, e serve quindi per regolare la tensione d'uscita di queste ultime. Il potenziometro *R*28 serve invece come partitore per le frequenze più basse, poichè quelle alte trovano facile fuga attraverso i condensatori C15 e C16. Le curve caratteristiche relative alla regolazione di tono sono riportate alla **figura 6**. I valori di tutti i potenziometri sono relativamente bassi, sia per i controlli di tono che per il controllo di volume. Ciò, allo scopo di diminuire l'impedenza dei circuiti, e quindi di consentire l'impiego di cavo schermato, senza che ciò comporti perdita alle frequenze elevate.

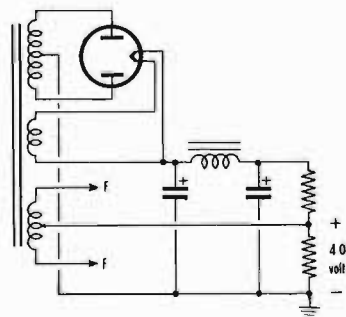



Fig. 7 — Volendo evitare l'alimentazione dei filamenti in corrente continua, si ottiene del pari un buon risultato, polarizzando i filamenti con tensione positiva rispetto al catodo, come indicato nel circuito a lato.

Tensione di uscita. — Come già detto, essa è variabile, e dipende dal valore relativo delle resistenze *R*21 ed *R*23. Con i valori indicati nello schema si ottiene una tensione di uscita di 40 mV. Se, invece, si riduce *R*21 e si aumenta *R*23, pur conservando eguale a 100 kohm la somma di tali resistenze, la tensione d'uscita aumenta, fino ad un massimo di 250 mV, che si ottiene quando *R*21 si riduce a zero, mentre *R*23 sale a 100 kohm. Tale tensione di uscita è necessaria per pilotare un amplificatore per potenze elevate, quale ad esempio quello descritto alla lezione precedente.

Volendo ottenere all'uscita tensioni ancora più elevate, occorre provvedere ad una riduzione delle resistenze disposte in serie di diversi ingressi. Si tenga però presente che, in tal caso, si riduce notevolmente anche l'impedenza di ingresso, e quindi questa operazione è consigliabile solo in casi eccezionali, quando non sia possibile aumentare al valore necessario la sensibilità dell'amplificatore vero e proprio al quale il preamplificatore invia il suo segnale d'uscita.

COME EVITARE I DISTURBI

Facciamo seguito a quanto detto a proposito dello amplificatore di potenza, enumerando i provvedimenti opportuni nella realizzazione del preamplificatore.

1) I filamenti delle valvole dei preamplificatori è bene, a volte, vengano accesi con tensione continua. In questo caso il trasformatore di alimentazione deve essere provvisto di un secondario separato per l'accensione di dette valvole, seguito da un circuito con raddrizzatore a selenio e filtro ad alta capacità. In tal modo si evita che i filamenti trasferiscano al catodo un segnale alternato. Un altro metodo, più semplice, consiste nel lasciare l'alimentazione dei filamenti con tensione alternata, ma polarizzarli positivamente rispetto al catodo, in modo che non possano emettere elettroni. Un circuito atto a questo scopo è illustrato alla **figura 7**.

2) Quando non si usino le precauzioni ora dette, occorre almeno che il secondario dei filamenti disponga di una presa centrale, da collegarsi a massa. Il disporre a massa uno dei lati dell'avvolgimento, come pure il lasciare il circuito completamente isolato, determina infatti quasi sempre un forte ronzio. Ciò vale anche per i filamenti degli stadi seguenti il preamplificatore.

3) Schermare le valvole dei primi stadi di amplificazione. Ciò evita che i campi elettromagnetici circostanti influiscano sui flussi elettronici interni.

4) Eseguire i collegamenti di griglia dei primi stadi, e quelli relativi ai controlli di tono e volume, molto brevi e con cavetto schermato. Ricordare che il cavo schermato presenta un'elevata capacità distribuita verso massa e deve quindi essere usato solo per tratti il più possibile brevi. Se il suo impiego non risulta indispensabile, si può anche usare filo comune, onde evitare che la capacità distribuita determini perdite alle frequenze dell'estremo alto. In alcuni casi però, si rende necessario schermare addirittura anche condensatori, resistenze od altri componenti percorsi da segnale.

Fig. 8 — Metodo per neutralizzare il flusso magnetico alternato dei collegamenti ai filamenti. A sinistra, metodo errato, a destra, metodo corretto.

5) I collegamenti ai filamenti vanno eseguiti con filo intrecciato; in tal modo i flussi dovuti ai due fili si annullano a vicenda. Alla **figura 8** sono indicati un modo errato ed uno corretto per collegare i filamenti.

RADIO e TELEVISIONE

Rivista mensile diretta da Giulio Borgogno

RADIO e TELEVISIONE

viene inviata in abbonamento e venduta alle Edicole in tutta Italia.

Agli abbonati in caso di cambio indirizzo è richiesto l'invio di Lire 50 con la comunicazione dell'indirizzo nuovo; in ogni caso è sempre molto importante precisare anche il vecchio indirizzo al quale la Rivista veniva spedita.

Per lo scambio di corrispondenza si prega unire il francobollo per la risposta.

PUBBLICITA':

Via dei Pellegrini, 8/4 - Telef. 593.478 - Milano

La Rivista accetta inserzioni pubblicitarie secondo tariffe che vengono inviate a richiesta delle Ditte interessate.

La Direzione, pur essendo disposta a concedere molto spazio alla pubblicità poichè questa interessa sempre gran parte dei lettori, avverte che ogni aumento di inserzioni non andrà mai a danno dello spazio degli articoli di testo perchè ogni incremento di pubblicità porterà ad un aumento del numero di pagine.

La Direzione si riserva la facoltà di rifiutare il testo, le fotografie e i disegni che non ritenesse adeguati all'indirizzo della rivista.

REDAZIONE E DIREZIONE:

Via dei Pellegrini, 8/4 - Telef. 593.478 - Milano

La responsabilità degli scritti firmati spetta ai singoli autori.

Manoscritti, disegni, fotografie non pubblicati non si restituiscono.

STAMPA:

Via dei Pellegrini, 8/6 - Telef. 542.924 - Milano

Tipografia propria: Grafica Tecnico Commerciale. Iscrizione presso il Tribunale di Milano al N. 3188.

DIFFUSIONE:

Concessionaria per la diffusione alle Edicole in Italia: Diffusione Milanese - Via Soperga, 57 - Milano.

ABBONAMENTI:

Abbonamento a 6 numeri: lire 1600; a 12 numeri: lire 3060 - IGE compresa. Estero: lire 4000 (dollari 6).

I numeri arretrati costano lire 350; possono però essere compresi in conto abbonamento, se disponibili. Il ns./Conto Corr. porta il N. 3/4545 - Milano.

Rivista associata all'U.I.P.R.E. Union International de la Presse Radiotechnique et Electronique.

S O M M A R I O

Organo informativo dei commercianti di radio-TV ed apparecchi elettrodomestici - degli importatori e dei tecnici dell'industria del ramo - per la documentazione di categoria e la divulgazione tecnica

corso di
RADIOTECNICA

pubblicazione settimanale - 17 - 24 giugno 1961 - un fascicolo lire 150 38° numero

corso di
RADIOTECNICA

settimanale a carattere culturale

Direzione, Amministrazione, Pubblicità:
Via dei Pellegrini 8/4 - Telef. 593.478
MILANO

Ogni fascicolo — contenente 3 lezioni — costa lire 150, acquistato alle edicole.

Se l'edicola risulta sprovvista, o si teme di rimanere privi di qualche numero, si chieda invio settimanale direttamente al proprio domicilio a mezzo abbonamento.

Il versamento per ricevere i 52 fascicoli costituenti l'intero Corso è di lire 6500 + I.G.E. = lire 6630. A mezzo vaglia postale, assegno bancario, o versamento sul conto corr. postale 3/41.203 del « Corso di RADIOTECNICA » - Via dei Pellegrini 8-4 - Milano.

In ogni caso, scrivere in modo molto chiaro e completo il proprio indirizzo.

L'abbonamento può essere effettuato in qualsiasi momento; si intende comprensivo delle lezioni pubblicate e dà diritto a ricevere tali lezioni, che saranno inviate con unica spedizione.

Estero: abbonamento al Corso, Lit. 8.500. ($ 15). Numeri singoli Lit. 300 ($ 0,50).

Per i cambi di indirizzo durante lo svolgimento del Corso, unire lire 100, citando sempre il vecchio indirizzo.

Fascicoli singoli arretrati — se disponibili — possono essere ordinati a lire 300 cadauno.

Non si spedisce contrassegno.

Distribuzione alle edicole di tutta Italia: Diffus. Milanese . Via Soperga, 57 - Milano.

Direttore responsabile: Giulio Borgogno.

Autorizzaz. N. 5357 - Tribunale di Milano.

Stampa: Intergrafica S.r.l. - Cologno Monzese.

La Direzione non rivende materiale radio; essa può comunicare, se richiesta, indirizzi di Fabbricanti, Importatori, Grossisti ecc. in grado di fornire il necessario ed ai quali il lettore può rivolgersi direttamente.

Alla corrispondenza con richiesta di informazioni ecc. si prega allegare sempre il **francobollo per la risposta.**

Parte del testo e delle illustrazioni è dovuta alla collaborazione del Bureau of Naval Personnel, nonchè al Dept. of the Army and the Air Force - U.S.A.

A chi può essere utile questo Corso? Anzitutto — stante la sua impostazione — il Corso, basato sull'esposizione in forma a tutti accessibile, della radiotecnica, dai suoi elementi basilari alla evoluzione più recente, rappresenta la forma ideale per tutti coloro che intendono dedicarsi all'elettronica, sia come forma ricreativa sia — soprattutto — per l'acquisizione di una professione specializzata che possa procurare loro una posizione di privilegio in seno alla società odierna.

Anno per anno, la nostra civiltà si indirizza sempre più verso questa meravigliosa, si potrebbe dire fascinosa, elettronica, che nel modo più evidente consente sviluppi impensati, progressi grandiosi e una rapida evoluzione di tutti gli altri rami dello scibile che essa tocca e influenza.

L'industria, tutta l'industria, nel senso più ampio, da quella elettrotecnica a quella meccanica, alla metallurgica, alla chimica ecc., con i suoi laboratori di ricerca e le sue fabbriche richiede, e richiederà sempre più, con un ritmo rapidamente crescente, tecnici specializzati con conoscenza dell'elettronica, tecnici specificatamente elettronici e persino operai e impiegati di ogni ordine e categoria con cognizioni di elettronica.

Si può dire che anche le branche commerciali, quelle dei trasporti e persino quelle amministrative con le recenti introduzioni delle calcolatrici, abbisognano di personale che conosca i principi dell'elettronica, le macchine relative, il loro pieno sfruttamento, la eventuale riparazione ecc. e, quanto più in modo completo, quanto meglio.

Nasce, da una tale situazione, una logica conseguenza: per la scelta di una professione o di un mestiere, per un miglioramento della propria posizione sociale, per l'intrapresa di una libera attività o anche per la sola acquisizione di cognizioni che indubbiamente verranno oltremodo utili, è quanto mai opportuno riflettere se non sia conveniente dedicare un po' di tempo allo studio di questa scienza che ha tra l'altro il pregio di rendersi immediatamente attraente, concreta, accessibile e foriera di moltissime soddisfazioni.

A questo scopo appunto, e con questi intenti, è stato redatto questo Corso.

Non mancano invero altri corsi (specie per corrispondenza) o scuole di radiotecnica, nè mancano (sebbene siano in numero del tutto inadeguato) scuole statali o pareggiate ma la struttura e l'impostazione che caratterizzano queste 156 lezioni sono alquanto particolari, presentando non pochi vantaggi sulle diverse altre forme di cui si è detto.

Anzitutto vogliamo porre in evidenza **il fattore economico.**

Frequentare regolarmente, durante tutto l'anno, una scuola è certo il modo più logico — anche se non il più rapido — per apprendere ma, tralasciando il fatto che rarissimi sono gli Istituti di radiotecnica, è a tutti possibile dedicarsi esclusivamente, e per l'intero anno, allo studio? Noi riteniamo che chi può farlo costituisca oggi assai più l'eccezione che la regola. Ciò significa infatti poter disporre liberamente del proprio tempo senza avere la necessità di un contemporaneo guadagno: il nostro Corso permette a chiunque di studiare a casa propria, nelle ore libere dal lavoro, senza abbandonare o trascurare quest'ultimo. Ciò caratterizza invero anche altri corsi, ma il vantaggio economico diviene notevole ed evidentissimo se si considera che di fronte all'esborso, anche se rateale, di quasi 80.000 lire che i corsi per corrispondenza richiedono, seguendo il nostro Corso la spesa in un anno risulta di poco più di 7500 lire (150 lire alla settimana presso un'edicola) o di 6630 lire totali, con recapito postale, settimanale, delle lezioni a domicilio.

E' superfluo dire che la Modulazione di Frequenza, i transistori, i circuiti stampati, la trasmissione, il telecomando ecc. sono argomenti integrali del Corso e non costituiscono motivo di corsi speciali, aggiunti o particolari.

Le lezioni di questo Corso — a differenza di molte altre — non sono stampate con sistemi di dispensa, a ciclostile, o con sistemi più o meno analoghi, derivanti cioè da un originale battuto a macchina da scrivere; esse sono stampate in uno stabilimento grafico, con chiari caratteri tipografici da cui deriva una assai più agevole lettura e — fattore certamente di non secondaria importanza — un contenuto molto più ampio, corrispondendo una pagina a stampa a tre o quattro pagine di quelle citate. Il lettore avrà, alla fine del Corso, un volume di ben 1248 pagine di grande formato!

Chiunque, indipendentemente dall'età, dalla professione e dalle scuole compiute **può seguire il Corso.** Alle esposizioni teoriche si abbinano numerose, attraenti, istruttive ed utili descrizioni che consentono la realizzazione di ricevitori, amplificatori, strumenti vari e persino di trasmittenti su onde corte.

A questo proposito è sintomatico il fatto che la Direzione non vuole assolutamente assumere la fisionomia di un fornitore o commerciante di materiale radio, rivendendo agli allievi le parti necessarie. Il materiale occorrente l'interessato può acquistarlo dove e come meglio crede e, assai spesso anzi, già ne dispone. Viene così evitato l'acquisto forzoso, caratteristico più o meno di tutti gli altri corsi.

Anche chi è già radiotecnico, anche chi ha seguito o segue altri corsi troverà il massimo tornaconto in questo completo ed aggiornato lavoro. Molte nozioni, è logico, saranno note, altre un po' meno e sarà utile rinfrescarle, e il tutto infine costituirà un manuale di consultazione, prezioso tanto per la teoria esposta quanto per i numerosi schemi, per le tabelle, per i grafici, gli elenchi, i dati, il vocabolario dei termini ecc.

Concludendo, si può affermare che questo **Corso di Radiotecnica** oltre che come insegnamento graduale si presenta come **enciclopedia e rivista assieme** ciò che permette di formare — con modestissima spesa — **il più completo, ricco, utile e pratico volume di radiotecnica di cui sia dato oggigiorno disporre.**

ACUSTICA

Riassumendo i concetti enunciati all'inizio di questo Corso, ricordiamo che le onde sonore non sono altro che il susseguirsi di compressioni e rarefazioni della struttura molecolare attraverso la quale il suono si propaga. In altre parole, ricorrendo alla rappresentazione grafica di **figura 1**, si può affermare che, considerando le alternanze positive come fasi di compressione, e quelle negative come fasi di rarefazione, il suono si propaga all'esterno della sorgente che lo ha prodotto in seguito ai successivi avvicinamenti od allontanamenti delle molecole costituenti il mezzo di propagazione.

Prima di addentrarci nello studio più particolareggiato dell'amplificazione a Bassa Frequenza così detta « d'alta fedeltà », è opportuno dedicare alcune pagine alla fisica dei suoni, alla loro propagazione, ed alla maggior parte dei fenomeni ad essi concatenati. Questo breve studio rivelerà appunto la sua grande utilità quando esamineremo i principi dell'alta fedeltà, in lezioni che costituiscono un logico completamento di quelle dedicate all'elettroacustica.

CARATTERISTICHE di un SUONO

Allorchè ci siamo occupati delle forme d'onda non sinusoidali, (pagina 722), abbiamo visto, per sommi capi, come un suono possa essere diverso da un altro, pur avendo la medesima frequenza. Vediamo ora, con maggiori dettagli, quali sono le caratteristiche che consentono l'analisi qualitativa e quantitativa dei suoni.

Frequenza e timbro

Prendiamo ad esempio il « DO » col quale inizia la sesta ottava della tastiera di un pianoforte. La sua frequenza è all'incirca di 1.024 Hz. La medesima nota, ossia una nota avente la medesima frequenza fondamentale, può essere prodotta dalla voce umana di un soprano, da una viola, da un violino, da un clarinetto, da un oboe, da un flauto o ancora da un ottavino .Un ascoltatore che abbia una certa pratica di strumenti musicali, udendo tale nota senza avere la possibilità di osservare direttamente la sorgente che la produce, è certamente in grado di riconoscere lo strumento, unicamente grazie al diverso timbro che caratterizza la nota, dovuto — come ben sappiamo — alle armoniche.

Analogamente, due persone appartenenti al medesimo sesso, ed aventi una voce normale, possono far vibrare le loro corde vocali in modo da produrre il medesimo suono: anche in questo caso, un individuo che li abbia uditi parlare o cantare precedentemente e separatamente, è in grado di distinguere e di riconoscere le loro voci, sempre a causa del diverso contenuto di armoniche che caratterizza il timbro della voce.

Questa caratteristica importantissima dei suoni è alla base della musica, in quanto è proprio la diversità di timbro dei diversi strumenti che ha consentito la creazione dei complessi orchestrali, piccoli o grandi che siano, nei quali si provoca volutamente un impasto di suoni diversi, concordanti tra loro in frequenza ed ampiezza secondo le leggi di armonia, tali da dare sensazioni uditive il più possibile gradevoli all'orecchio.

Se consideriamo la rappresentazione di un'onda sonora pura, come quella di **figura 2-A**, e quella di una onda complessa avente la medesima frequenza fondamentale, come quella di figura 2-**B**, appare evidente che, pur essendo della medesima frequenza, la sensazione avvertita dall'ascoltatore non può essere la medesima.

Tutto ciò permette al lettore di rendersi conto di quanto difficile sia la perfetta riproduzione di un suono complesso da parte di un dispositivo riproduttore, come ad esempio un altoparlante. La parte mobile, ossia il cono e la bobina ad esso solidale, deve avere caratteristiche tali da poter vibrare su tutte le frequenze contemporaneamente, apportando solo un minimo di alterazioni inevitabile. Infatti, per quanto oggi si sia riusciti ad ottenere le cosiddette riproduzioni ad alta fedeltà, l'ascoltatore sarà sempre in grado di stabilire se l'esecuzione musicale che egli ascolta proviene da un'orchestra, oppure è riprodotta da un altoparlante.

Ampiezza

Una seconda caratteristica del suono, di importanza altrettanto rilevante, è l'ampiezza o intensità. Sappiamo tutti che un suono può essere più o meno forte, a seconda che la sorgente che lo produce venga sollecitata con maggiore o minore energia.

Per poter analizzare un suono in tutti i suoi dettagli, sono state stabilite unità di misura e di rapporto anche per quanto riguarda l'ampiezza, la quale può essere misurata sia in *decibel* che in *phon*, in *watt per* cm^2, in *erg al secondo*, o ancora in *bar*.

Nella nostra breve analisi del decibel, abbiamo appreso che, facendo subire ad un suono aumenti progressivi di intensità pari a 10, 100, 1.000, 10.000, ecc. (ossia secondo le potenze intere del numero 10, e cioè 10^1, 10^2, 10^3, 10^4, ecc.), la sensazione sonora

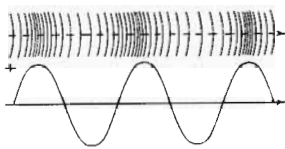



Fig. 1 - Un'onda sonora provoca successive compressioni e rarefazioni degli strati di molecole d'aria.

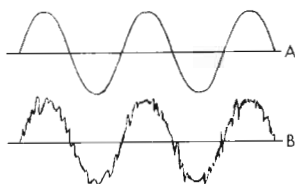
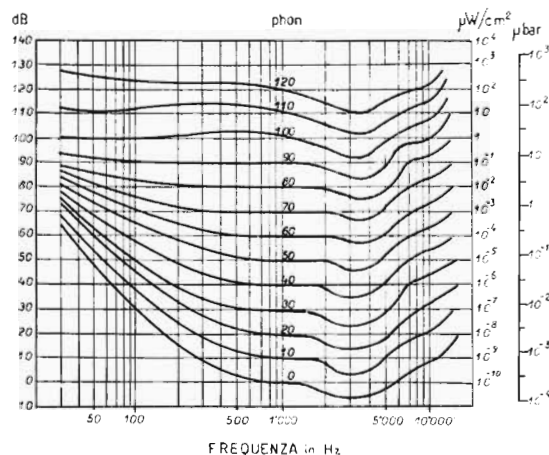



Fig. 2 - In A, onda perfettamente sinusoidale, in B un'onda della medesima frequenza ma con alto contenuto di suoni spuri che determinano il timbro.

Fig. 3 - Grafico delle curve isofoniche. Ciascuna curva rappresenta la sensazione sonora espressa in «phon» ad un dato livello, che, per la frequenza di 1.000 Hz corrisponde al livello in dB. Per le altre frequenze è facile notare la discordanza con i valori in dB.

che ci dà il nostro organo dell'udito segue la progressione naturale dei numeri 1, 2, 3, 4, ecc. Ciò significa che, prendendo come unità di sensazione sonora un suono avente una intensità effettiva pari a 10, per avere una sensazione di intensità doppia, il suono stesso deve aumentare di 10 volte, ossia deve diventare 100; per avere una sensazione di intensità tripla, il suono deve aumentare di 100 volte, assumendo il valore 1.000, e così via.

Abbiamo così enunciato la legge di Weber, secondo la quale l'intensità della **sensazione acustica aumenta con il logaritmo dell'intensità energetica.**

Per valutare l'intensità di un suono, si è stabilito un valore che costituisce l'unità di misura, corrispondente all'intensità minima che detto suono deve avere per poter essere percepito dall'orecchio umano normale. Questa intensità, detta *intensità di soglia* o — più comunemente — *soglia* (di udibilità), viene presa come livello « zero ».

Prendendo, ad esempio, una misura di rapporto, a noi già nota, il *bel*, si dice che la variazione del livello di un suono (in bel = L_B) è data dal logaritmo del rapporto tra il livello istantaneo, L_i, ed il livello di soglia, L_s, ossia:

$$L_B = \log_{10} (L_i : L_s)$$

riferito ad una frequenza di 1.000 Hz.

Come sappiamo, esprimendo il bel un rapporto troppo grande per poter avere una utilità pratica, si preferisce usare un sottomultiplo, ossia il *decibel*, pari ad un decimo di bel. Di conseguenza, la formula precedentemente citata diventa:

$$L_{dB} = 10 \log_{10} (L_i : L_s).$$

Questa formula consente di esprimere in dB una variazione di intensità sonora: infatti, se la sensazione acustica di un suono risulta essere pari a tre volte quella di soglia, il rapporto tra il livello istantaneo ed il livello di soglia, $L_i : L_s$ è pari a 3. Ne deriva che: $L_{dB} = 10 \log 10\ 3 = 10 \times 0{,}47712 = 4{,}7$ (circa).

In questo caso, la variazione indica un aumento di intensità, in quanto la sensazione è pari a quattro volte quella di soglia. Si ha quindi un aumento di + 4,7 dB. Ovviamente, se si deve esprimere un'attenuazione in luogo di un aumento, il valore in dB sarà negativo.

A volte, l'intensità del suono viene espressa in unità di pressione invece che in quantità energetica: in tal caso, poichè l'intensità varia proporzionalmente al quadrato della pressione (P), detta P_1 la pressione corrispondente al livello di soglia, e P_2 la pressione in un dato istante, l'espressione diventa:

$$L_{dB} = 10 \log_{10} [(P_2)^2 : (P_1)^2] = 20 \log_{10} (P_2 : P_1)$$

L'esperienza ha dimostrato che la minima differenza di livello sonoro che può essere percepita dall'orecchio umano ammonta all'incirca ad 1 dB. Ciò significa che se un suono viene portato da un livello di 50 dB ad un livello di 49 o di 51 dB, l'ascoltatore avverte rispettivamente una lieve diminuzione o un lieve aumento di intensità: per contro, se la variazione è — ad esempio — di 0,5 dB (49,5 o 50,5 dB), l'ascoltatore non avverte alcuna diversità nell'intensità del suono udito. Per questo motivo, in elettroacustica, non si usano — in genere — unità inferiori al decibel.

La pressione acustica viene normalmente espressa in « bar »: naturalmente, anche questa unità può essere espressa in funzione di altre, mediante semplici relazioni. Infatti, dalla tabellina che qui riportiamo è facile rilevare che 1 bar equivale ad una potenza acustica di 0,0242 « erg » al secondo, o ad una potenza acustica di 0,00242 μW per cm².

TABELLA 88 — EQUIVALENZA tra UNITA' di POTENZA ACUSTICA

Pressione acustica in bar	Potenza acustica in μW/cm²	Potenza acustica in erg/sec
0,0001 (1.000 μbar)	2,42 × 10^{-11}	2,42 × 10^{-10}
0,001 (10.000 μbar)	2,42 × 10^{-9}	2,42 × 10^{-8}
0,01	2,42 × 10^{-7}	2,42 × 10^{-6}
0,1	2,42 × 10^{-5}	2,42 × 10^{-4}
1,0	2,42 × 10^{-3}	2,42 × 10^{-2}
10,0	0,242	2,42
100,0	24,2	242,0
1.000,0	242,0	2.400,0
10.000,0	2.400	24.0000

La gamma delle intensità dei suoni percepibili dall'orecchio umano si estende da 0 dB (livello di soglia corrispondente a circa 0,001 bar) ad un massimo di 140 dB. Naturalmente, quest'ultimo livello supera la cosiddetta soglia del dolore, corrispondente ad una in-

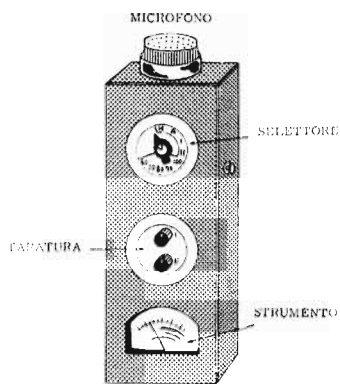



Fig. 4 - Esempio di fonometro portatile, alimentato con batterie incorporate; il microfono è elettrostatico

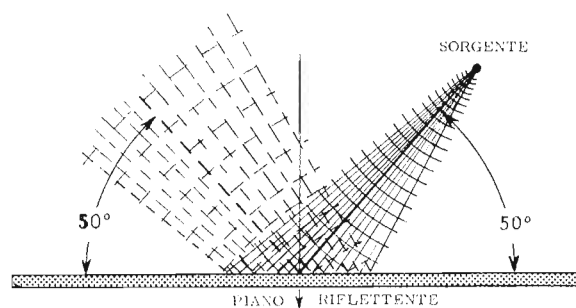



Fig. 5 - Riflessioni delle onde sonore incidenti, da parte di una superficie non assorbente. Come si nota, l'angolo di riflessione è identico a quello di incidenza. Ovviamente, se la superficie ha un certo coefficiente di assorbimento, non tutte le onde vengono riflesse.

tensità per la quale la sensazione acustica dà una vera e propria sensazione di dolore. Sia la soglia di udibilità che la soglia del dolore, hanno un valore che, comunque venga espresso, ossia in dB, bar, $\mu W/cm^2$ o erg/sec., varia col variare della frequenza. Per questo motivo, e per un altro che vedremo tra breve, non essendo possibile stabilire delle unità di misura fisiologiche con rigorosa esattezza, si è stabilita una frequenza di riferimento, corrispondente a 1.000 Hz, ai livelli della quale vengono paragonati o riferiti i livelli alle altre frequenze.

Se consideriamo il fatto che, a seconda della frequenza, due suoni della medesima intensità possono dare due diverse sensazioni sonore, appare evidente la necessità di stabilire una grandezza definita, in relazione alla sensibilità dell'orecchio umano ed alla diversa sensibilità col variare della frequenza.

Di qui è nata la definizione del « phon », che — praticamente — si identifica col decibel. L'unica differenza tra le due grandezze consiste nel fatto che, mentre il decibel esprime una variazione di intensità, il « phon » esprime una variazione di sensazione sonora.

Come si nota osservando la **figura 3**, i livelli in decibel ed in « phon » si equivalgono per la frequenza di riferimento di 1.000 Hz. Nei confronti delle altre frequenze — invece — mentre il decibel resta costante, i valori in « phon » seguono la caratteristica dell'orecchio umano normale.

La figura chiarisce inoltre l'equivalenza che sussiste tra i due valori citati, ed i valori corrispondenti di potenza in $\mu W/cm^2$ e di pressione sonora in μbar.

Una volta stabilite le unità ed i riferimenti necessari per esprimere l'intensità di un suono, è stato possibile creare strumenti adatti ad effettuarne la misura. Lo strumento mediante il quale è possibile valutare con una certa esattezza il livello di un suono viene per l'appunto denominato « fonometro ».

In linea di massima, un fonometro consiste semplicemente in un microfono tarato, collegato all'ingresso di un amplificatore anch'esso avente determinate caratteristiche. All'uscita di detto amplificatore è connesso un rettificatore (generalmente a ponte), avente come carico la bobina mobile di uno strumento di misura con scala tarata direttamente in decibel o in « phon ». La **figura 4** ne illustra un esemplare di tipo portatile.

Il microfono (generalmente del tipo elettrostatico), deve avere una curva di responso alla frequenza lineare su un'ampia gamma, e precisamente su tutta la gamma delle frequenze che si desidera misurare. L'amplificatore è corredato di un attenuatore, anch'esso tarato in decibel, che consente di stabilire a priori la portata a fondo scala dello strumento. Per effettuare la misura, è sufficiente mettere in funzione il fonometro ad una determinata distanza dalla sorgente sonora, e, dopo aver regolato l'attenuatore fino ad avere un'indicazione in prossimità del fondo scala dello strumento, si effettua la lettura, apportando al valore letto la correzione data dalla posizione dell'attenuatore.

Gli strumenti più semplici adatti alla misura della intensità dei suoni consentono le letture senza alcuna discriminazione di frequenza, ossia misurano il livello sonoro globale di tutti i suoni percepibili nel punto in cui viene compiuta la misura. I più complessi sono invece muniti di speciali filtri, atti ad eliminare (all'uscita del microfono o in uno stadio intermedio dell'amplificatore) le frequenze di cui non si desidera misurare il livello. In tal modo è possibile effettuare misure molto precise, anche di suoni complessi.

Tipiche applicazioni del fonometro sono la misura del livello sonoro ambientale nelle officine, il controllo della rumorosità dei motori a scoppio, il controllo dell'acustica dei locali pubblici, ecc.

Propagazione

Se si suppone che il suono parta da un punto determinato, e che la sorgente sonora abbia dimensioni talmente ridotte da poter essere identificata col punto stesso, si può affermare che il suono prodotto si propaga in direzione *sferica*, ossia in tutte le direzioni che uniscono il punto di partenza con i punti infiniti costituenti la superficie di una sfera immaginaria creata nello spazio intorno al punto stesso. Se il mezzo di propagazione è — ad esempio — l'aria, il suono può essere percepito a distanza in quanto, come sappiamo, ogni onda sonora comporta una serie di compressioni e di rarefazioni successive degli strati di molecole che riempiono lo spazio. Ogni strato che abbia subito una compressione o una rarefazione, provoca un fenomeno analogo nello strato successivo, e ciò costituisce appunto il fenomeno della propagazione del suono.

Ovviamente, questa forza fisica che viene esercitata

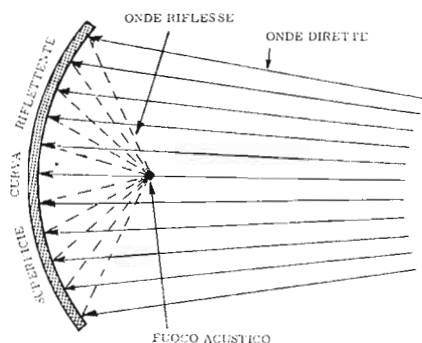



Fig. 6-A - Riflessione delle onde sonore da parte di una superficie riflettente concava. Il punto di provenienza delle onde si trova, in questo caso, sull'asse.

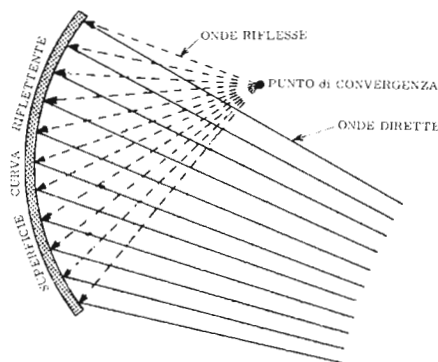



Fig. 6-B - Caso analogo al precedente; le onde provengono da un punto che non giace sull'asse della superficie riflettente. Si ha comunque un « fuoco ».

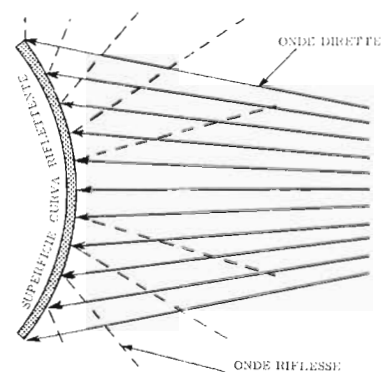



Fig. 6-C - Riflessione di onde sonore da parte di una superficie convessa.

sulla materia circostante alla sorgente sonora, anche se tale materia è di consistenza minima come è appunto l'aria, comporta un consumo di energia che, nel tempo, si risolve in una attenuazione dell'intensità del suono tanto maggiore quanto maggiore è la distanza alla quale il suono è arrivato. Si può quindi affermare che il suono prodotto da una sorgente si propaga nello spazio diminuendo progressivamente di intensità, fino alla completa estinzione. Si è visto in pratica, che l'attenuazione è direttamente proporzionale al quadrato della distanza.

La propagazione dei suoni è strettamente legata alla velocità di propagazione, la quale varia col variare delle caratteristiche fisiche del mezzo in cui essa ha luogo, ossia della sua consistenza e della relativa temperatura. In particolare, si è potuto constatare che detta velocità di propagazione è massima in alcuni metalli, media in altri metalli, nel legno e nei liquidi, e minima nei gas. A tale riguardo riportiamo una tabella, che consente di determinare la velocità approssimativa con la quale il suono si propaga in diverse sostanze, tenendo presente che le velocità enunciate, ed espresse in metri al secondo, sono riferite ad una temperatura di 20 °C.

TABELLA 89 — VELOCITA' del SUONO in MEZZI DIVERSI

MEZZO di PROPAGAZIONE	VELOCITA' in m/sec
Alluminio	5.100
Ferro	5.000
Ottone	3.500
Legno (in genere)	3.300
Acqua	1.490
Idrogeno	1.300
Aria	330

In realtà, anche quando la sorgente sonora non è identificabile con un punto, bensì ha le dimensioni — ad esempio — di una membrana vibrante, di una corda, o di una qualsiasi superficie in movimento, si può affermare che il suono prodotto si propaga in direzione sferica se il mezzo nel quale avviene la propagazione ha caratteristiche costanti in tutti i suoi punti. Se così non fosse, mettendo in funzione un altoparlante, sarebbe possibile udire i suoni da esso prodotti solo se l'ascoltatore si trova anteriormente alla membrana o — almeno — in un raggio limitato. Sappiamo invece che detti suoni sono percepibili in qualsiasi punto intorno ad una simile sorgente, sia pure con diversa intensità.

Un altro fenomeno relativo alla propagazione, è che, se si ascolta la riproduzione di un brano musicale, stando esattamente davanti all'altoparlante, e lo si ascolta successivamente stando — ad esempio — dietro all'apparecchio riproduttore, si rileva una notevole differenza nel timbro dei suoni percepiti. L'esperienza ha dimostrato che tale diversità di sensazione è dovuta al fatto che, mentre le frequenze basse vengono percepite in modo pressochè eguale indipendentemente dalla posizione, le frequenze acute — invece — vengono percepite meglio se udite direttamente davanti alla sorgente. Da ciò si può dedurre che la propagazione varia anche col variare della frequenza: in altre parole, le onde sonore sono tanto più direzionali, quanto più la loro frequenza è elevata.

Riflessione dei suoni — Consideriamo il punto di partenza di un fascio di onde sonore, e la loro propagazione in un determinato settore della sfera entro la quale esse si diramano in tutte le direzioni, così come illustrato alla **figura 5**.

Se intorno alla sorgente sonora esiste lo spazio libero, tranne che in una zona, costituita da un piano di materia solida, si ha un fenomeno di riflessione. In altre parole, quelle onde sonore che urtano contro la superficie del piano citato, vengono in parte assorbite dal piano stesso, ed in parte riflesse.

Come si nota osservando la figura, la riflessione avviene secondo un determinato angolo perfettamente eguale a quello di incidenza delle onde sonore originali. Precisiamo che, per angolo di incidenza, si intende l'angolo presente tra la retta che unisce il centro della sorgente sonora al centro della superficie riflettente, e la perpendicolare al piano riflettente passante per detto centro.

Ovviamente, se il piano sul quale le onde sonore urtano è costituito da materiale duro, di notevole spessore e perfettamente levigato, si può affermare che l'intensità del suono riflesso è pressochè eguale a quella del suono incidente. Viceversa, se la superficie del piano è costituita da materiale morbido, elastico, o poroso, la quantità di suono riflesso è notevolmente inferiore a quella del suono incidente, in conseguenza dell'assorbimento di energia sonora apportato dal pia-

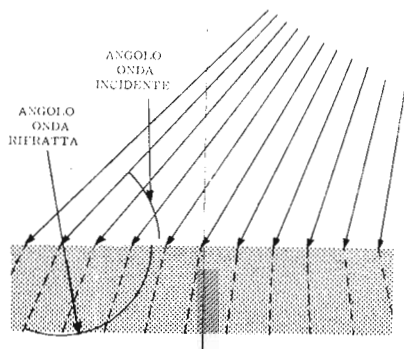



Fig. 7 - Rifrazione di onde sonore nel passaggio da un mezzo avente determinate caratteristiche, ad un altro (zona scura), avente caratteristiche diverse. L'angolo di rifrazione dipende dalla variazione di velocità del suono.

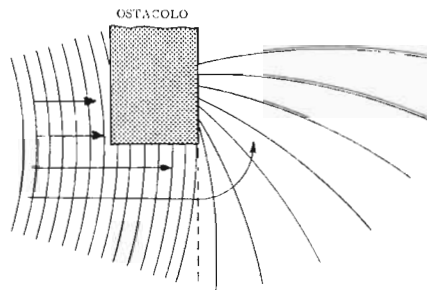



Fig. 8 - Se le onde sonore incontrano — nel loro percorso — un ostacolo qualsiasi, tendono a ruotare intorno ad esso mutando la direzione di propagazione in quel punto.

no. Per questo motivo, per correggere eventuali difetti di acustica negli ambienti in cui hanno luogo spettacoli (cinematografi, teatri, auditori, sale di registrazione, ecc.), vengono spesso adottati speciali pannelli costruiti con materiali riflettenti o assorbenti (a seconda delle necessità), che impediscono o provocano la propagazione dei suoni.

L'effetto delle superfici curve sulle onde sonore può essere, a ragion veduta, paragonata a quella degli specchi curvi nei confronti dei raggi di luce. Come si vede alle **figure 6-A**, **6-B** e **6-C**, è possibile far convergere le onde sonore di una sorgente in un determinato punto, detto *fuoco acustico*, oppure fare in modo che esse, dopo aver urtato contro la superficie riflettente, si propaghino divaricandosi, ossia distribuendosi su una superficie tanto più vasta quanto maggiore è la distanza.

Il fenomeno della riflessione delle onde sonore può essere constatato anche in un modo a tutti noto. Sappiamo che, se si produce un suono di intensità adeguata in uno spazio sufficientemente vasto, al termine del quale esista una superficie riflettente, si ottiene un'eco, grazie alla quale il suono originale viene percepito più di una volta.

Le esperienze effettuate in questo campo, hanno dimostrato che l'orecchio umano può percepire due suoni identici distinguendosi tra loro, purchè tra essi sussista un intervallo di almeno 1/15 di secondo.

Dalla tabellina relativa alla velocità del suono nei diversi mezzi, rileviamo che la velocità di propagazione nell'aria, alla temperatura di circa 20° C, è press'a poco di 330 metri al secondo. Ciò significa che, affinchè la sensazione sonora dell'onda riflessa giunga all'orecchio dell'ascoltatore con un intervallo sufficiente per essere percepita e distinta dal suono originale, la superficie riflettente deve essere alla distanza di circa 22 metri. Ovviamente, se la distanza è maggiore, l'eco può manifestarsi egualmente, con la sola differenza che la seconda sensazione avrà luogo dopo un intervallo di tempo maggiore.

Viceversa, se la distanza tra la sorgente sonora e la superficie riflettente è inferiore a 22 metri, il fenomeno dell'eco si verifica egualmente, senza però che lo ascoltatore lo percepisca, e ciò in quanto l'intervallo tra la sensazione diretta del suono, e quella provocata dal suono riflesso, è inferiore ad 1/15 di secondo.

Esistono casi, peraltro molto comuni, specie nelle vallate o in ambienti chiusi aventi determinate caratteristiche architettoniche, nei quali l'eco si manifesta più di una volta; ciò accade perchè le onde sonore emesse dalla sorgente urtano successivamente o su diversi piani riflettenti posti a diverse distanze, o sul medesimo piano per più di una volta. Naturalmente, perchè sia possibile percepire un'eco doppia o tripla, è sempre necessario che l'intervallo tra una sensazione e l'altra non sia inferiore al limite stabilito.

Negli ambienti chiusi, specie se di grandi dimensioni, si hanno spesso fenomeni del genere; a volte, inoltre, la distanza tra la sorgente e le superfici riflettenti è talmente prossima alla distanza critica, che, in luogo di una vera e propria eco, si ha la sensazione di un prolungamento dei suoni dopo che la sorgente ha cessato di emetterli (come nel caso tipico dell'organo udito nella chiesa). In tal caso il fenomeno assume il nome di riverberazione, e viene in certi casi sfruttato per creare volutamente speciali effetti acustici. La durata del suono percepito dopo la cessazione dell'onda diretta, viene chiamata « tempo di riverberazione », ed ha termine quando l'intensità del suono percepito è gradatamente diminuita, fino ad assumere un valore di 60 dB inferiore a quello di inizio.

Rifrazione dei suoni — Come accade per i raggi di luce che passano attraverso due sostanze diverse, o per le radioonde, anche i suoni, attraversando due zone aventi caratteristiche fisiche anche leggermente discordi, subiscono una rifrazione. La **figura 7** illustra questo fenomeno. In un dato punto, posto a notevole distanza, hanno origine le onde sonore. Data la distanza, si può dire che le onde sonore in arrivo abbiano un andamento piano; in altre parole, si può immaginare che gli strati di molecole messe in movimento dal suono giacciano su piani perpendicolari alla direzione di provenienza del suono stesso.

Se, durante il loro percorso, dette onde sonore passano da un zona contenente aria fredda, ad un'altra contenente — ad esempio — aria calda, subiscono una deviazione che è tanto maggior quanto maggiore è la differenza di temperatura.

In questo caso, prendendo come riferimento la retta perpendicolare al piano di rifrazione, l'angolo di incidenza non è eguale all'angolo di rifrazione: cono-

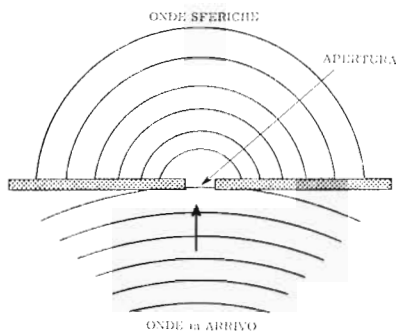



Fig. 9 - Allorchè le onde sonore incontrano una superficie nella quale è presente un foro di diametro piccolo rispetto alla lunghezza d'onda, si propagano al di là del foro con andamento sferico.

Fig. 10 - Esempio di risuonatore di Helmholtz. Se le onde sonore che passano in prossimità dell'apertura hanno una frequenza pari a quella di risonanza della massa d'aria contenuta nell'involucro, questo risuona con un conseguente effetto di amplificazione.

scendo però le caratteristiche di entrambi i mezzi di propagazione, e conoscendo quindi le velocità di propagazione relative, detta v_1 la velocità del suono diretto e v_2 la velocità del suono rifratto, si ha:

$$\frac{\text{seno dell'angolo di incidenza}}{\text{seno dell'angolo di rifrazione}} = \frac{v_1}{v_2}$$

dalla quale si può ricavare l'angolo di rifrazione mediante un semplice passaggio algebrico.

La riverberazione del suono, grazie all'effetto particolare che — in determinati casi — può dare al suono stesso che la produce una caratteristica gradevole, è stata sfruttata in questi ultimi anni nel campo della registrazione della musica. Ben pochi sono infatti coloro che non hanno avuto occasione di ascoltare un disco, nel quale la voce del cantante si stacca dal suono complesso dell'orchestra, in quanto è seguito da una coda sonora. In questi casi però, il fenomeno viene provocato artificialmente, mediante dispositivi elettronici che inviano all'ingresso dell'amplificatore di registrazione due segnali separati, di cui uno proveniente direttamente dal microfono riservato al cantante, ed uno da un secondo microfono, dopo aver subito un ritardo appositamente dosato.

Diffrazione dei suoni — Anche la diffrazione — come si è detto all'inizio — è un fenomeno comune alla propagazione della luce, delle onde radio, e dei suoni. Essa si manifesta in molti modi, a seconda della frequenza dell'onda sonora, e della forma dell'oggetto incontrato. In pratica, essa consiste nel fatto che, allorchè le onde sonore incontrano nel loro percorso un ostacolo, sia esso un piano, o un oggetto di forma qualsiasi, tendono a deviare intorno all'oggetto stesso, mutando direzione. La **figura 8** illustra il caso in cui l'ostacolo è costituito da un oggetto solido: come si nota, le onde sonore provenienti sotto forma di strati paralleli di aria in movimento, proseguono in direzione costante se non incontrano ostacoli, mentre ruotano intorno all'oggetto incontrato seguendone la forma, per poi proseguire sotto forma di strati curvi.

Un altro fenomeno caratteristico è illustrato alla **figura 9**, nella quale si nota che, se le onde sonore incontrano una superficie piana in cui è presente un foro, al di là di quest'ultimo esse si propagano in strati concentrici (propagazione sferica), purchè il diametro del foro sia inferiore alla lunghezza d'onda del suono stesso. Il fenomeno appare intuitivo se si considera che ogni punto della circonferenza del foro si comporta come un punto qualsiasi del bordo di un oggetto, intorno al quale le onde sonore ruotano per diffrazione.

Fenomeni acustici relativi alla frequenza

In acustica sono stati riscontrati altri fenomeni, non meno interessanti di quelli fino ad ora considerati. Anche per le onde sonore, come per le onde elettromagnetiche, possono aversi fenomeni di risonanza tra due corpi vibranti aventi caratteristiche analoghe, oppure dovuti alla forma ed alle caratteristiche delle pareti di un ambiente chiuso. Altrettanto dicasi per l'interferenza tra due frequenze prossime, nel qual caso si ha la produzione di battimenti, così come avviene nel processo di conversione di frequenza nella supereterodina.

Risonanza — Se accordiamo due strumenti musicali, ad esempio due chitarre, in modo che ogni singola corda produca la medesima nota prodotta dalla corda corrispondente nell'altra, azionando una corda qualsiasi di una delle due chitarre si può facilmente constatare che la corda corrispondente nella seconda vibra anch'essa purchè la distanza tra i due strumenti non sia superiore ad un certo limite. Ciò accade in quanto le onde sonore che si propagano dal primo strumento, trovano nella corda che vibra passivamente le caratteristiche corrispondenti alla loro stessa frequenza. Il medesimo fenomeno può essere riscontrato, naturalmente con minore intensità, se la seconda corda è accordata su una frequenza armonica della prima.

Un'altra manifestazione del fenomeno di risonanza è quello dell'amplificazione del suono mediante un cosiddetto risuonatore. Un caso tipico è quello del **risuonatore di Helmholtz**, illustrato alla **figura 10**. Il principio è il seguente: qualsiasi recipiente, chiuso da tutti i lati e munito di una sola apertura in un punto qualsiasi della superficie esterna, racchiude una massa di aria avente una determinata frequenza di risonanza. Tale frequenza è determinata dalla forma e dal volume dell'involucro che la contiene. Se l'apertura praticata in detto involucro viene eccitata dalla presenza di onde sonore aventi una frequenza pari a quella di risonanza precedentemente citata, tutte le molecole di aria contenute si pongono in vibrazione creando a loro

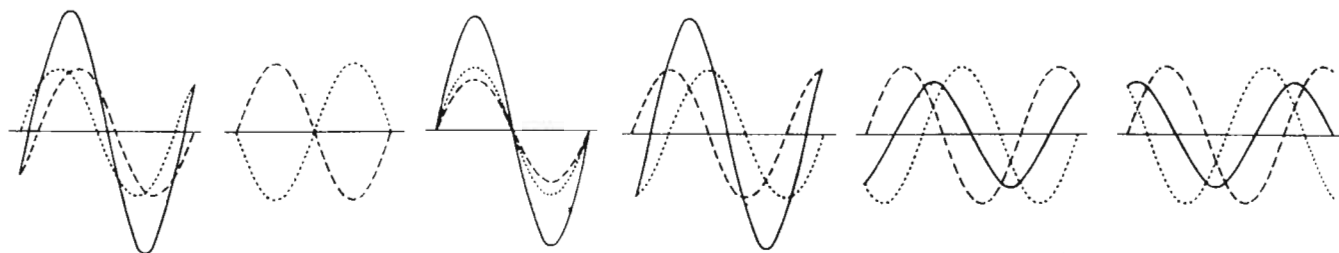



Fig. 11-A - Se due suoni contemporanei, e della medesima frequenza, sono in fase, le ampiezze si sommano.

Fig. 11-B - Se invece sono in opposizione di fase, le ampiezze si sottraggono e la risultante è nulla.

Fig. 11-C - Caso di sovrapposizione di due segnali eguali e leggermente sfasati. Le ampiezze si sommano.

Fig. 11-D - Fino ad uno sfasamento di 90°, si ha sempre una somma delle ampiezze dei due segnali.

Fig. 11-E - Se lo sfasamento è maggiore di 90°, si ha invece una sottrazione delle ampiezze dei due suoni contemporanei.

Fig. 11-F - In questo caso lo sfasamento è ancora maggiore, e la risultante ha un'ampiezza ulteriormente ridotta.

volta onde sonore che, unendosi a quelle provenienti dall'esterno, dànno un vero e proprio fenomeno di amplificazione. Se la frequenza delle onde sonore esterne viene variata leggermente in più o in meno rispetto a quella di risonanza, non si ha una brusca cessazione del fenomeno, bensì una diminuzione graduale, fin quando cioè la differenza tra la frequenza di eccitazione e quella di risonanza è tale da provocare una risonanza inapprezzabile o addirittura nulla.

Non è difficile intuire per quale motivo questo fenomeno sia stato ampiamente sfruttato nel campo della elettroacustica; esso consente infatti di correggere il responso alla frequenza da parte degli altoparlanti. Una volta stabilite le leggi che governano il fenomeno, è stato possibile calcolare le caratteristiche meccaniche degli involucri in cui detti altoparlanti vengono installati, al fine di accentuare, con la risonanza, quelle frequenze che più difficilmente vengono riprodotte.

Il principio del risuonatore di Helmholtz ha quindi reso possibile lo studio e la realizzazione del cosiddetto **bass - reflex**, di cui ci occuperemo prossimamente.

Interferenza tra suoni. — Si ha una interferenza quando due suoni che si propagano nello spazio si incontrano, facendo vibrare la medesima massa del mezzo di propagazione. Se le due frequenze sono molto diverse tra loro, esse vengono percepite entrambe e contemporaneamente, senza che si influenzino reciprocamente. Per questo motivo, è possibile percepire distintamente una esecuzione orchestrale, nella quale si hanno — come abbiamo visto — diversi suoni contemporanei.

Se invece le frequenze dei due suoni che si incontrano sono perfettamente eguali, si possono avere i fenomeni illustrati alla **figura 11**. In **A** è facile notare che, se le due frequenze sono perfettamente in fase, si ha come risultante un'unica onda sonora, avente la medesima frequenza, la cui ampiezza equivale alla somma delle due. La sezione **B** illustra il caso contrario, in cui la frequenza e l'ampiezza sono eguali, mentre la fase è esattamente opposta. In tal caso, è evidente che ogni semiperiodo di una delle onde sonore annulla quello corrispondente della seconda onda, e che la risultante è nulla. Altri casi sono illustrati nelle sezioni **C**, **D**, **E** ed **F**, nelle quali si può notare cosa accade quando le due frequenze sono eguali, come pure le ampiezze, e lo sfasamento è intermedio tra 0° e 180°.

Le possibilità in questo campo sono infinite, in quanto infiniti possono essere gli sfasamenti tra le due frequenze, e le differenze eventuali di ampiezza. In ogni caso — tenendo presente che la sovrapposizione di due frequenze, eguali ma non in perfetta fase tra loro, dà luogo ad effetti ben diversi da quelli che si ottengono quando le onde sonore sono in fase — è evidente che, quando due sorgenti sonore (eroganti i medesimi suoni) sono presenti in un unico ambiente, la loro messa in fase è cosa di estrema importanza. Se si considera — ad esempio — il caso di due o più altoparlanti, azionati dal medesimo amplificatore, ed installati nel medesimo locale, è chiaro che, se le bobine mobili sono collegate in modo da provocare contemporaneamente compressioni e rarefazioni dell'aria, il suono che si propaga diventa sgradevole a causa della sottrazione tra le ampiezze, dovuta — a sua volta — all'interferenza tra le onde provenienti dalle diverse unità.

Se due suoni, provenienti da due diverse sorgenti, si incontrano nello spazio, ed hanno una frequenza leggermente diversa, si ha la produzione di battimenti, come illustrato alla **figura 12**. Il fenomeno è del tutto identico a quello a suo tempo spiegato a proposito della conversione di frequenza nella supereterodina. Infatti, i due suoni che si incontrano ne generano un terzo di frequenza pari alla differenza tra le due considerate.

Le cause che possono determinare i fenomeni fin qui considerati sono praticamente infinite. E' possibile il verificarsi di una interferenza tra due frequenze eguali e leggermente sfasate, di cui una provocata dall'unica sorgente, ed una riflessa da una parete con un certo sfasamento. Un altro fenomeno può emergere dal fatto che due sorgenti sonore, ad esempio due altoparlanti, installati nel medesimo locale e connessi tra loro in modo che le vibrazioni dei due coni siano perfettamente in fase, provochino nonostante ciò interferenze sgradevoli. Il fatto può essere dovuto ad una eventuale differenza nella velocità di propagazione dei suoni emessi dalle unità, dovuta — a sua volta — a differenza di temperatura nelle due parti dell'ambiente.

Lo studio di questi fenomeni ha consentito di stabilire — per così dire — i princìpi sui quali si basa l'acustica architettonica ed ambientale. Ciò dimostra che, pur disponendo di un ottimo amplificatore, e di altoparlanti appositamente installati in mobili aventi caratteristiche tali da correggere opportunamente la curva di responso alla frequenza, il miglior risultato può es-

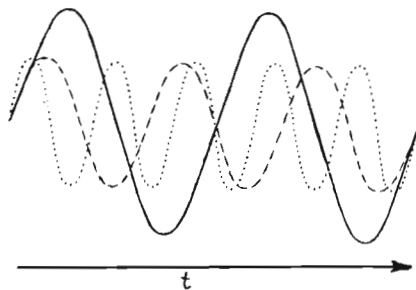



Fig. 12 - Rappresentazione grafica della formazione di un battimento. La frequenza maggiore (punteggiata), compie 5 cicli nel tempo « t ». La minore (tratteggiata) ne compie tre. La risultante (in tratto continuo), consta di 5 — 3 = 2 cicli completi.

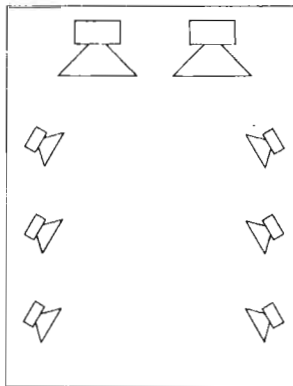



Fig. 13 - Esempio di dislocazione di altoparlanti in una sala cinematografica.

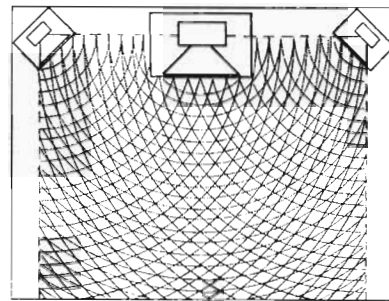



Fig. 14 - Tipica disposizione di un altoparlante per note basse (al centro), e di due più piccoli per note acute (ai lati), in un locale casalingo di medie dimensioni. E' illustrata la distribuzione delle onde sonore.

sere conseguito soltanto se si dedica la dovuta cura anche alle caratteristiche di propagazione dei suoni.

NOTE sull'ACUSTICA AMBIENTALE

Abbiamo avuto tutti occasione di constatare quale enorme differenza sussista tra l'ascolto della colonna sonora in un cinematografo contenente un numero minimo di spettatori, e l'ascolto nel medesimo cinematografo allorchè invece tutti i posti sono occupati. Analogamente, sappiamo che in un ambiente caratterizzato da ampie volte, archi, cupole o porticati, si ha sovente la manifestazione di effetti di riverberazione del suono. In entrambi i casi, la sgradevole sensazione di rimbombo delle onde sonore, a causa delle quali ogni impulso riverberato si sovrappone a quello successivo emesso dalla sorgente, compromettendo — a volte seriamente — l'intelligibilità dei suoni, è dovuta alla mancanza di assorbimento da parte delle pareti.

Normalmente, una sala di teatro o di cinematografo è notevolmente più lunga di 22 metri, per cui si dovrebbe inevitabilmente avere un'eco tale da deturpare gravemente la propagazione dei suoni emessi dagli altoparlanti. In pratica, invece, ciò non accade, in quanto in tali locali le pareti ed il soffitto sono rivestiti, come è facile notare, da appositi pannelli detti « antiriverberanti », costituiti cioè da un materiale avente caratteristiche tali da assorbire la maggior parte dell'energia sonora, riflettendone soltanto una parte minima.

Nelle sale da concerto e nei teatri, dove è necessario che la propagazione sia ideale, onde permettere l'ascolto in tutti i punti accessibili, oltre alla presenza di pannelli antiriverberanti e di tendaggi distribuiti lungo le pareti, si nota spesso la presenza di un soffice tappeto, che copre interamente il pavimento. Un altro fattore che contribuisce notevolmente all'eliminazione degli effetti di riverberazione del suono, è il fatto che tutte le poltroncine sono rivestite di stoffa, o imbottite.

Agli effetti della distribuzione delle onde sonore, in particolare nel caso di uno o più altoparlanti installati nel medesimo locale, è sempre bene che tali unità vengano fissate ad una certa distanza dal pavimento, possibilmente su piantane o mobili di legno, tali cioè da non introdurre vibrazioni metalliche che potrebbero sovraporsi a quelle che si desidera propagare.

Si è detto in precedenza che le onde sonore sono tanto più direzionali quanto più elevata è la loro frequenza. Per questo motivo, a volte, negli impianti ad alta fedeltà, dei quali ci occuperemo più a fondo tra breve, si preferisce installare un massimo di due altoparlanti destinati al funzionamento sulle sole gamme delle onde sonore di frequenza più bassa, mentre vengono installati diversi altoparlanti adatti alla riproduzione delle sole frequenze più elevate, in diversi punti del locale.

In tal caso, oltre a curare la messa in fase di tali altoparlanti, come detto precedentemente, si cerca di ricoprire le pareti di pannelli o di materiali antiriverberanti, tali da esercitare la loro influenza in modo particolare sulle frequenze più acute. Così, mentre le frequenze gravi si propagano in tutte le direzioni grazie alla loro stessa caratteristica, pur provenendo da una sola o da un masimo di due fonti, le frequenze acute vengono invece distribuite uniformemente in tutti i sensi. La **figura 13** illustra una disposizione di altoparlanti in una sala prevista per centinaia di persone.

Nel caso dell'installazione di un complesso sonoro di piccola potenza, come quelli che normalmente si installano nelle case private (radio, registratori, giradischi, impianti sonori di cineproiezione di tipo dilettantistico, ecc.), è bene osservare le medesime precauzioni che si osservano nei locali di grandi dimensioni.

In genere, le apparecchiature di questo tipo vengono installate in un salotto, dove è già normale consuetudine coprire il pavimento con un largo tappeto, ed installare tende di stoffa relativamente pesante sia davanti alle finestre che davanti alle porte d'ingresso.

In un simile locale, avente le dimensioni di circa 4 metri di lunghezza, tre di larghezza e tre o quattro di altezza, normalmente è preferibile installare un unico altoparlante per le note gravi, e due per le note acute, così come indicato alla **figura 14**. Si otterrà una distribuzione abbastanza uniforme di tutta la gamma delle frequenze acustiche, e, dato il numero esiguo dei possibili ascoltatori, l'assorbimento sarà adeguato sia col numero minimo che col numero massimo di persone.

In una futura lezione, ci occuperemo di una moderna evoluzione delle apparecchiature di Bassa Frequenza, e precisamente degli impianti adatti alla riproduzione stereofonica. In queste installazioni, il pericolo di riverberazioni e di interferenze acquista importanza ancora maggiore, in quanto tali inconvenienti tendono ad annullare i vantaggi offerti da questo sistema.

MISURE sugli AMPLIFICATORI di BASSA FREQUENZA

Gli strumenti che più risultano utili nello studio e nella riparazione dei circuiti di amplificazione in Bassa Frequenza sono senza dubbio l'oscillografo, il generatore di segnali ad onda quadra o sinusoidale, ed infine, il voltmetro a valvola. In questa lezione esamineremo una serie di misure che si possono eseguire, con tali strumenti, sugli amplificatori. Prima di descrivere le tecniche di misura e di prova, ricordiamo però le seguenti precauzioni generali.

1) Prima di porre in funzione un amplificatore, è necessario che alla sua uscita sia collegato un carico adeguato: senza di esso si corre il rischio di danneggiare seriamente sia la valvola finale che il trasformatore di uscita. Quando le misure che si stanno effettuando sono di tipo qualitativo (linearità, distorsione, o simili) il carico deve coincidere esattamente con quello previsto per l'amplificatore, e pertanto può essere costituito dall'altoparlante stesso dell'amplificatore o da un carico equivalente a tutti gli effetti. Per misure di altri generi è invece possibile sostituire l'altoparlante con un carico resistivo appropriato, badando a non variare l'impedenza.

2) Quando si eseguono prove qualitative e si applica all' ingresso dell' amplificatore il segnale proveniente da un generatore, è bene assicurarsi che l'impedenza di entrata dell'amplificatore e quella di uscita del generatore si adattino perfettamente: in caso contrario, i risultati ottenuti potrebbero esserne falsati. Ciò vale particolarmente quando le impedenze in questione sono basse. Utilizzando invece un'entrata ad alta impedenza, si può, entro certi limiti, trascurare di adattarla rigorosamente a quella del generatore.

RIPARAZIONE degli AMPLIFICATORI

Se un amplificatore per B.F. non funziona totalmente, o comunque fornisce una scarsa potenza d'uscita, la sua riparazione è facile quando si disponga di un oscillografo, un generatore di segnali ed infine di un « tester » o, meglio, di un voltmetro a valvola.

Le prime misure da eseguire sono quelle di carattere generale, che si possono effettuare col « tester » o con il voltmetro a valvola. Esse riguardano principalmente la verifica delle tensioni presenti ai vari elettrodi delle valvole, ed in particolare la regolarità della tensione di accensione e di quella di alimentazione anodica. Se tutto sembra regolare, si procede collegando, all'entrata dell'amplificatore, l'uscita del generatore di segnali. Quest'ultimo può essere costituito da un qualsiasi oscillatore a B.F. sia del tipo ad onde sinusoidali, che ad onde quadre. Si può anche usare il segnale presente all'uscita a B.F. dell'oscillatore modulato o, in mancanza di altro, la tensione alternata a 50 Hz proveniente dalla relativa uscita generalmente presente sugli oscillografi.

Regolata opportunamente la tensione che si invia all'entrata dell'amplificatore — in modo che non sia nè troppo alta nè troppo bassa — si applichi l'oscillografo all'entrata del primo stadio di amplificazione, ossia tra la griglia della prima valvola amplificatrice e la massa. Ivi deve riscontrarsi la presenza di segnale, seppure con ampiezza minore rispetto a quello presente all'uscita del generatore, poichè i circuiti di ingresso introducono sempre una certa attenuazione, particolarmente notevole nel caso in cui si abbia la presenza di controlli di tono. Se non è presente alcun segnale, esaminare con cura tutti i circuiti *RC* d'ingresso, fino a trovare il collegamento interrotto od il componente avariato.

Se, invece, tutto è regolare, si procede nell'analisi successiva dei circuiti, applicando l'oscillografo all'uscita del primo stadio, ossia tra la placca della prima valvola amplificatrice e massa. Anche qui, se non si ha presenza di segnale, occorre esaminare tutti i circuiti e verificare l'efficienza della valvola, mentre se il segnale è regolarmente presente, adeguatamente amplificato, si può procedere ad esaminare, seguendo lo stesso procedimento, gli stadi successivi. Ciò fino a che si trovi uno stadio in cui il segnale o manca, o presenta un'ampiezza insufficiente. Si tenga presente che tutti gli stadi, eccettuati alcuni tipi di invertitori di fase, devono apportare un notevole aumento nella tensione del segnale.

Trovato lo stadio che non funziona regolarmente, è probabile che un semplice esame visivo basti a far notare componenti che presentino evidenti irregolarità, quali — ad esempio — resistenze bruciate. Successivamente, si esaminano tutte le tensioni col « tester »: se qualcuna è mancante o di valore notevolmente diverso da quello prescritto, si misura, dopo avere spento l'amplificatore, la resistenza corrispondente. Si controlli, infine, l'efficienza della valvola.

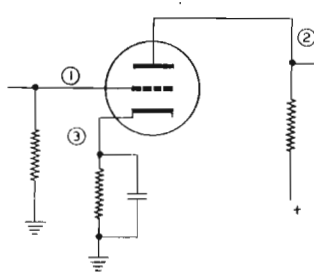



Fig. 1 - Se l'oscillografo rivela ronzio nel punto 2 (placca), e non nel punto 1 (griglia), è probabile riscontrarlo anche nel punto 3 (catodo), per dispersione di questo verso il filamento.

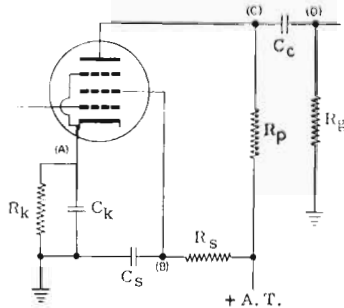



Fig. 2 - Verifica dei condensatori con l'oscillografo. Il segnale deve essere presente in C e in D, ed assente in A e in B.

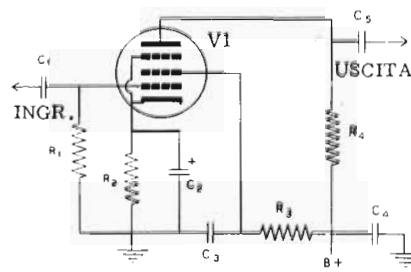



Fig. 3-A - Controllo del responso di uno stadio. Il segnale entra tra C1 e massa, e viene osservato tra il terminale di C5 e la massa.

GUADAGNO

FREQUENZA

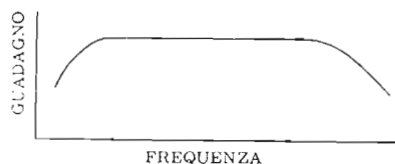



Fig. 3-B Curva di responso. Si noti il tratto lineare.

MISURE di RONZIO e di RUMORE

Anche per queste misure è opportuno l'impiego di un oscillografo. Per rendersi conto esattamente della presenza di ronzio, occorre fare in modo che all'ingresso dell'amplificatore non sia presente alcun segnale, e successivamente esplorare tutti i punti del circuito per verificare l'eventuale esistenza di segnali alternati parassiti. Tale esame si inizia, in genere, dall'uscita dello stadio di alimentazione. Molte volte infatti il ronzio è dovuto ad un filtraggio inadeguato della tensione anodica, che determina la presenza, nei circuiti di placca delle valvole, di un segnale alla frequenza di 50 Hz oppure di 100 hertz.

Se l'uscita dello stadio di alimentazione è priva di componente alternata, il ronzio è determinato da altre cause, ed occorre esaminare con l'oscillografo tutti gli stadi, fino a trovare quello più vicino all'entrata in cui il ronzio è ancora presente. Si tenga conto che, man mano che si risale dallo stadio finale a quelli precedenti, la tensione di ronzio diminuisce notevolmente, e quindi occorre aumentare in modo adeguato la sensibilità del canale verticale dell'oscillografo.

Il ronzio a 50 Hz è causato molte volte da accoppiamenti, interni o esterni, tra il circuito di catodo e quello di filamento, da mancanza di schermatura, da circuiti di griglia aperti, da sbilanciamenti nel circuito raddrizzatore. Il ronzio a 100 Hz è invece dovuto, direttamente o indirettamente, alla tensione pulsante presente all'uscita della raddrizzatrice.

Molto spesso può capitare che all'interno di una valvola si verifichino perdite tra il catodo ed il filamento, perdite capaci di apportare un ronzio a 50 Hz. Consideriamo lo schema di **figura 1**: se, ad un esame oscillografico, risulta la presenza di ronzio sul punto 2, mentre sulla griglia (punto 1) non si ha alcun segnale alternato parassita, occorre applicare i terminali dell'oscillografo sul catodo della valvola, per verificare se ivi è presente ronzio.

Orientamento dei trasformatori d'entrata

In molti amplificatori di tipo commerciale sono presenti dei trasformatori d'entrata, utilizzati sopratutto per quanto riguarda l'adattamento dell'entrata microfonica. La posizione di questi componenti è critica, e viene regolata, all'atto del montaggio, in modo che il ronzio determinato sia il minore possibile. Nel caso in cui la posizione del trasformatore venga variata accidentalmente, occorre procedere ad un riorientamento, seguendo la seguente tecnica:

1) connettere l'oscillografo in modo da poter osservare sullo schermo il segnale presente all'uscita dell'amplificatore.

2) Senza alcun segnale d'ingresso, ruotare il controllo di volume dell'amplificatore per il massimo guadagno. In tal caso, il ronzio dovrebbe determinare sullo schermo dell'oscillografo un segnale alternato. I controlli di tono dell'amplificatore vanno disposti entrambi nella posizione in corrispondenza della quale si ottiene il ronzio massimo.

3) Variare, gradualmente e metodicamente, la posizione del trasformatore d'entrata, fino ad individuare quella che corrisponde ad una minima captazione di ronzio. Successivamente, fissare il trasformatore in tale posizione.

La stessa tecnica può essere usata nella costruzione e nella progettazione di amplificatori. In tal caso essa si può estendere alla ricerca della migliore posizione per gli eventuali trasformatori intervalvolari, nonchè per il trasformatore di uscita.

Prova dei condensatori di filtro e di accoppiamento

Il buon funzionamento dei condensatori di fuga o di accoppiamento, può essere facilmente e rapidamente accertato mediante l'uso dell'oscillografo. Alla **figura 2** è rappresentato un tipico stadio amplificatore a pentodo con accoppiamento a resistenza e capacità. Per provare i condensatori di accoppiamento e di fuga che compaiono in questo stadio, si deve introdurre, all'ingresso, un segnale ad audio frequenza, preferibilmente compreso tra 400 Hz e 1.000 Hz.

La prova del condensatore di fuga del circuito di catodo può essere eseguita collegando l'entrata verticale dell'oscillografo al punto *A*: la presenza di segnale su questo punto indica che il condensatore è completamente o parzialmente interrotto. Una misura dello stesso tipo eseguita al punto *B*, ci fornisce indicazioni circa il condensatore di fuga della griglia schermo.

Per provare invece il condensatore di accoppiamento C_c, occorre rilevare le ampiezze relative del segna-

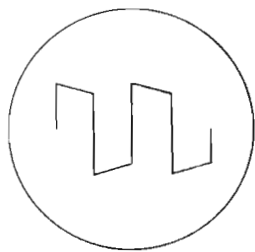



Fig. 4-A - Distorsione di un segnale ad onda quadra, dovuta a scarso rendimento sull'estremità bassa della banda.

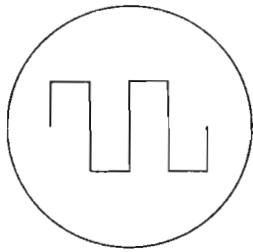



Fig. 4-B - Superata la frequenza del limite inferiore della banda, l'onda quadra assume una forma regolare.

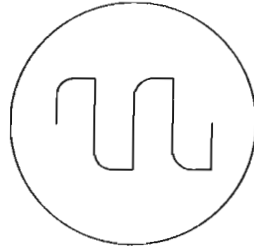



Fig. 5-A - Si ha una distorsione di questo tipo se il responso è scadente in prossimità delle frequenze alte.

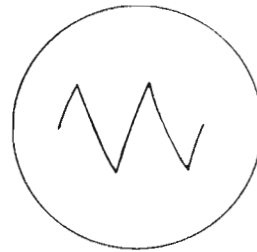



Fig. 5-B - Allorchè si ha una notevole attenuazione delle armoniche più elevate, l'onda quadra diventa triangolare.

le al punto *C* ed al punto *D*. L'eventuale notevole perdita di segnale audio rilevata al punto *D* è un'indicazione che il condensatore di accoppiamento è interrotto o irregolare. Per verificare invece la presenza di corto circuiti all'interno dei condensatori suddetti, non occorrono misure oscillografiche. Infatti, un cortocircuito nel condensatore di fuga della griglia schermo determina l'interruzione della resistenza relativa, o la mancanza di tensione. Per C_c e C_k, è sufficiente una misura di tensione: se tra il punto *A* e massa non esiste differenza di potenziale, il condensatore C_k è in cortocircuito, ed analogamente, se non esiste differenza di potenziale tra i punti *C* e *D*, il condensatore C_c è in cortocircuito.

Prova sui controlli di volume e di tono

I potenziometri dei controlli di volume e di tono possono, dopo lungo uso dell'amplificatore, divenire sorgenti di rumore. Spesso ciò si può rilevare ad orecchio, ruotando abbastanza rapidamente in un senso e nell'altro il potenziometro sospetto.

Per eseguire la prova con l'oscillografo occorre collegare il cursore del potenziometro all'entrata verticale. Con scarso livello di segnale ad audiofrequenza, applicato all'entrata dell'amplificatore, osservare la figura che compare sull'oscillografo quando si ruota rapidamente avanti e indietro il potenziometro. L'ampiezza del segnale, rilevabile sull'oscillografo, deve variare in modo proporzionale alla rotazione del potenziometro, e senza presentare discontinuità o irregolarità. La presenza variazioni d'ampiezza non corrispondenti alla rotazione del potenziometro, di sobbalzi dell'immagine, o di di disturbi nella figura, denotano che il potenziometro in questione introduce rumore.

Qualche volta il rumore introdotto da un controllo di tono o di volume è dovuto semplicemente alla presenza di polvere. o comunque, di materiali estranei, che si sono depositati sullo strato resistivo su cui scorre il cursore. In tali casi non è necessario sempre provvedere alla sostituzione del potenziometro, essendo spesso sufficiente iniettare, con un contagocce o con una siringa, una piccola quantità di tetracloruro di carbonio all'interno del potenziometro, e, successivamente, ruotare vigorosamente in entrambi i sensi. Se, dopo tale prova, si possono ancora rilevare irregolarità di funzionamento, il potenziometro deve senz'altro essere sostituito.

RILEVAMENTO della BANDA PASSANTE

Un generatore di onde quadre è lo strumento più idoneo per determinare rapidamente la risposta alla frequenza di un amplificatore, od anche di un singolo stadio di amplificazione. Ciò perchè, osservando il segnale ad onda quadra dopo il suo passaggio attraverso l'amplificatore in esame, si possono dedurre immediatamente una serie di interessanti considerazioni che, usando segnali sinusoidali, possono essere rilevate solo con maggiore laboriosità e maggiore dispendio di tempo.

Vediamo ora la procedura delle misure relative alla determinazione della banda passante. Consideriamo lo stadio amplificatore indicato alla **figura 3-A**. Si tratta di un comune stadio ad accoppiamento *RC*, usato nella maggior parte degli amplificatori: la sua curva di risposta è indicata dalla figura 3-**B**. Per rilevare la risposta alla frequenza di tale amplificatore, si deve connettere il generatore di onde quadre all'entrata, ossia tra il terminale libero del condensatore *C*1 e la massa, e l'oscillografo all'uscita, ossia tra il terminale libero del condensatore *C*5 e la massa. Si applicano poi segnali di diverse frequenze all'ingresso, osservando ogni volta la corrispondente traccia ottenibile in uscita.

E' importante regolare accuratamente la tensione del segnale avviato allo stadio (uscita del generatore). Se si conosce la sensibilità dell'amplificatore sotto prova — e la tensione del segnale fornito è rilevabile a mezzo di uno strumento o di un attenuatore calibrato — è sufficiente regolare tale tensione ad un valore quasi eguale alla sensibilità dell'amplificatore. Se queste indicazioni non sono note, si usi la minima tensione di uscita del generatore, in grado di fornire una figura apprezzabile sullo schermo dell'oscillografo. Aumentando troppo la tensione, si corre il rischio di sovraccaricare qualche stadio di amplificazione.

A frequenze molto basse, dell'ordine di poche diecine di hertz, il segnale di uscita appare come è indicato alla **figura 4-A**. Come già sappiamo, tale è infatti la distorsione che subisce un'onda quadra, durante il passaggio attraverso un amplificatore che abbia un limite inferiore della banda passante superiore alla frequenza fondamentale del segnale. Aumentando gradatamente la frequenza, il segnale d'uscita assume la forma, ben delineata, della figura 4-**B**. Il passaggio dell'onda 2-*A* all'onda 2-*B*, pur non essendo netto, ma

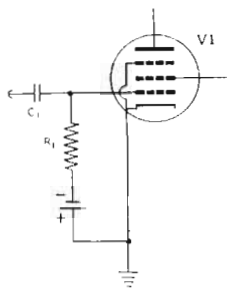



Fig. 6 - Esempio di polarizzazione di griglia ottenuto inserendo una batteria tra la griglia stessa e la massa.

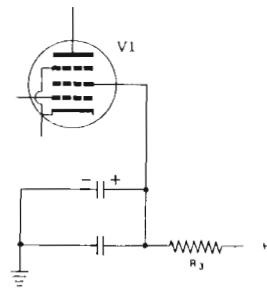



Fig. 7 - Eliminazione degli effetti dell'induttanza parassita dei condensatori a forte capacità, mediante una capacità minore in parallelo.

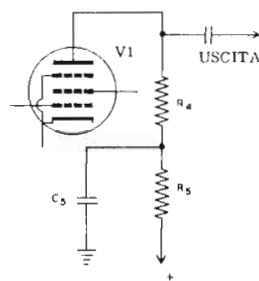



Fig. 8 - Disaccoppiamento anodico di compensazione. I valori di C5 e di R5 sono tali da consentire l'attenuazione delle sole frequenze alte.

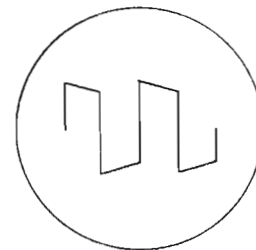



Fig. 9 - Se il valore di C5 (figura 8) è insufficiente, o quello di R5 è eccessivo, si può ottenere l'effetto contrario indicato dalle onde quadre (attenuazione delle note gravi e quindi distorsione).

graduale, permette di determinare, con notevole esattezza, l'estremo basso della banda passante dell'amplificatore. Durante la prima parte del tratto lineare della caratteristica di frequenza, il segnale d'uscita mantiene l'andamento ideale, ossia corrisponde esattamente al segnale d'ingresso. Per frequenze facenti parte della parte più alta della banda passante, il segnale ottenuto comincia ad avere gli angoli non molto ben delineati, fino ad assumere, a frequenze intorno al limite superiore della banda, un andamento pressochè triangolare. (**figure 5-A** e 5-**B**).

Mentre per la determinazione dell'estremo basso non si hanno dubbi, poichè esso corrisponde alla più bassa frequenza di segnale che passa senza subire distorsione, per l'estremo alto occorre dapprima definire il numero di armoniche superiori che si ritiene sufficiente a rappresentare con esattezza un'onda quadra. Si è stabilito che un'onda quadra venga rappresentata con sufficiente approssimazione delle sue prime **dieci** armoniche, e pertanto, per determinare l'estremo superiore della banda passante, basta moltiplicare per 10 la massima frequenza del segnale che esce dall'amplificatore ancora assolutamente indistorto, ossia con gli spigoli ben delineati. Ad esempio, supponiamo che le frequenze limite che vengono amplificate senza alterazione siano di 50 Hz e di 2 kHz. Ciò significa che la banda passante si estende da 50 Hz a 10 x 2 kHz, ossia da 50 Hz a 20 kHz.

Visto come si possa determinare la banda passante, prendiamo in considerazione il problema dell'*ampliamento* della banda suddetta.

Miglioramento del responso alle frequenze basse

Il responso alle frequenze basse dipende principalmente dalla capacità dei condensatori di accoppiamento, C1 e C5, dal valore della resistenza di griglia, *R*1, nonchè dai due condensatori di fuga, C2 e C3, posti nei circuiti di catodo e di griglia schermo (figura 3-A). In generale, quanto più sono alti i valori dei componenti sopra citati, tanto più si estende la risposta alle frequenze basse. Molti progettisti, invece di prendere in considerazione separatamente i condensatori e le resistenze relative, considerano come maggiormente indicativo il prodotto *RC*, detto « costante di tempo » del circuito. Ad esempio, sempre considerando lo stadio di figura 3-A, la costante di tempo del circuito d'entrata è data dal prodotto *C*1 x *R*1; per una buona riproduzione delle frequenze basse, le varie costanti di tempo devono essere il più possibile alte.

Le condizioni di accoppiamento ideali si avrebbero, per quanto detto, con capacità di accoppiamento e resistenza di griglia infinita. In pratica il funzionamento dello stadio con la griglia che presenti una resistenza infinita verso massa, o, come si suol dire, con la griglia « aperta », è impossibile: vengono a mancare le condizioni di polarizzazione per un corretto funzionamento.

Le migliori condizioni, per quanto riguarda i circuiti di accoppiamento, si ottengono con l'accoppiamento diretto, già da noi preso in considerazione più volte. Esso serve, (ad esempio, anche nel caso degli oscillografi) ad estendere la banda passante fino alla corrente continua. Tuttavia, l'accoppiamento diretto comporta l'inconveniente già esposto: la tensione di griglia di uno stadio deve essere pari alla tensione di placca dello stadio precedente. Perciò, la tensione di placca di ogni stadio deve essere più alta di quella dello stadio precedente, e ciò pone dei limiti al numero di accoppiamenti diretti che si possono adottare in un amplificatore, essendo limitato il valore massimo di tensione anodica disponibile.

Il condensatore di fuga, C2, posto nel circuito di catodo, può essere — per aumentare la costante di tempo relativa — un elettrolitico ad alta capacità. Tuttavia, per ottenere la polarizzazione, si preferisce talora usare la tensione fornita da una batteria apposita, come si vede alla **figura 6**; in tal caso, il catodo è collegato a massa; il circuito è analogo a quello ad accoppiamento diretto, descritto a proposito del circuito di griglia, ed apporta gli stessi vantaggi.

Anche per quanto riguarda il condensatore di fuga per la griglia schermo, C3, è bene che la capacità sia assai alta. L'impiego dei condensatori elettrolitici tuttavia, è meno indicato in questo caso: ciò, perchè questi condensatori presentano, in genere, una elevata induttanza parassita, che diminuisce l'efficacia del condensatore quale via di fuga per le frequenze elevate. E' quindi opportuno usare condensatori a carta o ceramici ad alta capacità, oppure disporre, in parallelo all'elettrolitico, un condensatore a carta per la fuga delle frequenze alte, come indicato alla **figura 7**.

Le tecniche finora esposte sono ottime, ma compor-

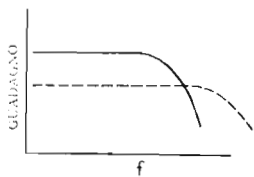



Fig. 10 - Diminuendo il valore della resistenza di carico, si ottiene un minor guadagno, ed un allargamento della banda passante (da linea intera a linea tratteggiata).

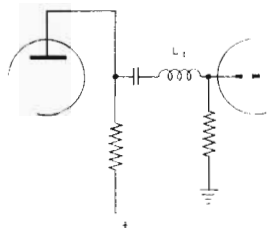



Fig. 11-A - Applicazione in serie al segnale di una bobina di picco (L1). La sua risonanza sulle frequenze elevate migliora il responso.

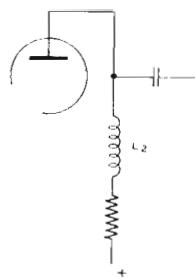



Fig. 11-B - In questo caso la bobina di picco (L2) è in parallelo al segnale. L'effetto si risolve sempre in una esaltazione delle note acute.

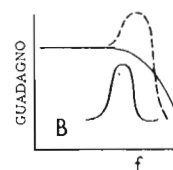
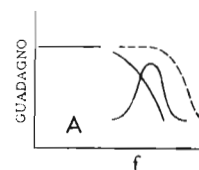
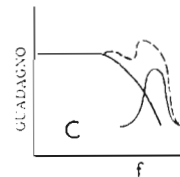



Fig. 12 - In A, miglioramento del responso per effetto di induttanza. In B e C sono illustrati gli inconvenienti dovuti ad un valore inadatto della frequenza di risonanza.

tano spesso difficoltà pratiche, sia per il maggior costo dei componenti, che per la difficoltà di sistemarli, come ad esempio nel caso della batteria di polarizzazione. Si può ricorrere allora, per evitare tali inconvenienti, al circuito di compensazione, illustrato alla **figura 8**. I valori di C5 ed *R*5 vengono scelti in modo che la costante di tempo *R*5xC5 sia tale da divenire parte del carico in corrispondenza delle frequenze più basse, non offrendo invece alcuna resistenza alle frequenze centrali ed a quelle alte. In tal modo, il segnale di figura 4-*A*, ottenuto ad una frequenza inferiore all'estremo basso, si può trasformare nel segnale 4-*B*, ad andamento ideale. Si è pertanto provveduto ad un reale ampliamento della banda passante.

I valori di C5 e di *R*5 non si possono calcolare a priori, ma devono essere scelti sperimentalmente, osservando sull'oscillografo la forma d'onda di un segnale rettangolare a frequenza bassa. Essi sono piuttosto critici, e possono dar luogo, se C5 è troppo piccolo, o *R*5 troppo alta, ad una distorsione in senso opposto, del tipo di quella già nota, indicata alla **figura 9**.

Miglioramento del responso alle frequenze alte

Il responso di un amplificatore alle frequenze alte, normalmente viene limitato dalla partizione di tensione determinata dalla resistenza della valvola e dalle capacità griglia-catodo. Questa capacità risulta dalle capacità distribuite dei collegamenti, dalla capacità interna placca-catodo della valvola, ed infine, dalla capacità griglia-catodo della valvola dello stadio successivo. Alle frequenze più alte, l'impedenza offerta da queste capacità distribuite abbassa il valore della resistenza di carico *R*4. Poichè le capacità ora menzionate sono disposte in parallelo al carico anodico, il carico effettivo diminuisce, e diminuisce il guadagno.

La migliore soluzione consiste nel diminuire la resistenza di carico: si ottiene, è vero, anche una diminuzione nel guadagno complessivo, ma si ha il compenso di una maggiore ampiezza della banda passante (**figura 10**). Quando non sia possibile diminuire il valore della resistenza di carico, si deve ricorrere all'introduzione delle cosiddette **bobine di picco** (**figure 11-A** e 11-**B**). In un caso la bobina è disposta in serie, e nell'altro in parallelo; talora, si usano anche combinazioni in serie-parallelo. L'azione in entrambi i casi si svolge in modo simile: le bobine formano un circuito risonante, la cui capacità è costituita dalle capacità distribuite dei collegamenti, e tale circuito risonante contribuisce ad elevare il guadagno dell'amplificatore alle frequenze alte.

Pertanto, se la frequenza di risonanza della bobina viene scelta opportunamente, si ha un prolungamento dell'estensione del tratto lineare di risposta verso l'estremo alto, (**figura 12-A**). Le onde quadre che si ottengono in uscita non hanno più gli angoli arrotondati, come alla **figura 13-A**. Naturalmente, la frequenza di risonanza deve essere scelta in modo opportuno: in caso contrario, si ottengono curve del tipo rappresentato, in tratteggio, alle figure 12-**B** e **C**. Esse rappresentano, rispettivamente, il caso in cui la frequenza di risonanza della bobina di picco è troppo bassa (interna al tratto rettilineo della caratteristica), oppure è troppo alta. In corrispondenza del caso 12-B si ottiene un segnale in uscita oltremodo irregolare (figura 13-**B**). Può, talora, determinarsi anche una oscillazione smorzata (figura 13-**C**). Se la frequenza di risonanza è troppo alta si ha invece una oscillazione sovrapposta a distorsione (figura 13-**D**).

Può capitare che il fattore di merito della bobina di picco, « Q », sia troppo elevato, e si hanno anche in questo caso figure del tipo 13-B o 13-C. Occorre allora connettere, in parallelo alla bobina, una resistenza di smorzamento (**figura 14**).

MISURE di DISTORSIONE

Una delle misure più interessanti che si possono eseguire sugli amplificatori riguarda la distorsione. L'importanza di questa prova deriva dal fatto che essa indica direttamente la fedeltà dell'apparecchio.

I metodi standard per la misura della distorsione sono fondati su varianti della seguente tecnica:

1) Un'onda sinusoidale assolutamente indistorta — avente una frequenza ben determinata — viene applicata ai terminali *di ingresso* dell'amplificatore che si vuole provare.

2) *L'uscita* dell'amplificatore è applicata ad un circuito, nel quale la frequenza fondamentale del segnale avviato all'ingresso viene soppressa attraverso un appropriato filtro passa - basso.

3) Se nel segnale non vi è alcuna armonica, all'uscita del filtro non si avrà alcuna tensione.

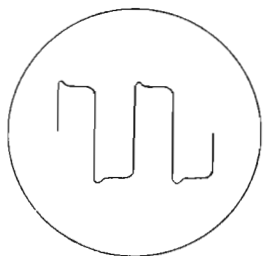



Fig. 13-A - Con una frequenza di risonanza adatta, le onde quadre di figura 4-A presenti in uscita migliorano nella loro forma.

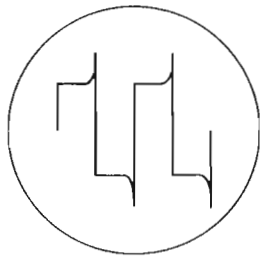



Fig. 13-B - Con una eccessiva esaltazione delle note alte, le onde quadre assumono la forma indicata, ossia vengono distorte.

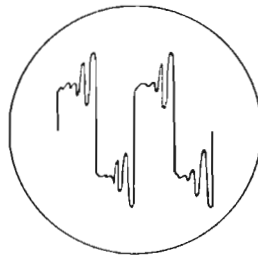



Fig. 13-C - Se la frequenza di risonanza della bobina di picco è inadatta, si possono manifestare oscillazioni spurie ad andamento smorzato.

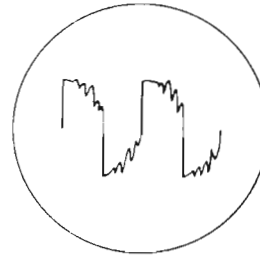



Fig. 13-D - Esempio di forma d'onda quadra distorta a causa di una frequenza di risonanza troppo alta della bobina di picco.

Per le armoniche presenti si avrà invece una tensione in quanto, essendo il filtro accordato in modo da impedire il passaggio solo alla fondamentale, le armoniche stesse potranno passare: in altre parole, si determinerà in conseguenza, all'uscita, una tensione misurabile. Questa tensione indicherà che l'amplificatore ha distorto il segnale applicato alla sua entrata.

4) La citata tensione di distorsione viene misurata, e la percentuale di distorsione armonica risulta dal rapporto tra la tensione armonica e la somma di quest'ultima con la fondamentale. A questo proposito, le due tensioni devono essere misurate prima e dopo il filtro: la misura può essere eseguita sia con oscillografo che con voltmetro a valvola. Essa deve essere ripetuta a diverse frequenze, opportunamente scelte nella gamma delle frequenze acustiche.

Questo è il sistema che sta alla base di tutti gli strumenti di produzione commerciale capaci di indicare la distorsione totale. Dobbiamo far presente che le difficoltà che si interpongono nella effettuazione pratica della misura ora descritta sono molte. Innanzitutto, occorre che il generatore di segnali fornisca una tensione perfettamente sinusoidale: strumenti di tale genere sono di costo assai elevato.

Un'altra difficoltà notevole riguarda l'impiego dei filtri. Da un punto di vista ideale, un filtro per la misura della distorsione armonica dovrebbe essere tale da escludere completamente il passaggio della fondamentale, pur permettendo la trasmissione di tutte le armoniche superiori. Un filtro di caratteristiche tali deve avere una banda passante nettamente definita, che possa permettere misure di distorsione armonica precise fino a percentuali molto basse, deve essere progettato con accuratezza, e costruito con componenti di qualità, che presentino un alto fattore di merito Q; anche in tal caso il fattore costo è notevole.

Un'altra misura che può essere interessante e significativa sugli amplificatori, è quella della **distorsione di intermodulazione**. Si tratta, in sostanza, di rilevare le interazioni tra due segnali di frequenza diversa, applicati contemporaneamente all'ingresso dell'amplificatore. Secondo le tecniche più recenti, tali misure si effettuano applicando un segnale a frequenza molto bassa, ad esempio a 50 Hz, ed uno a frequenza molto alta, ad esempio 15 kHz. Se l'amplificatore ha caratteristiche tali da non introdurre distorsione per intermodulazione, i due segnali compaiono all'uscita senza che si sia verificata alcuna azione reciproca tra di loro. Se ciò non è, all'uscita, il segnale a frequenza maggiore risulta modulato da quello a frequenza minore. La tecnica per determinare tale percentuale di modulazione si può dividere allora nelle seguenti tappe: 1) Il componente a frequenza alta modulata viene separato a mezzo di un adeguato filtro passa-alto. 2) Esso viene successivamente demodulato, ed il valore medio di questo segnale viene riportato ad un livello di riferimento predeterminato, agendo su di un controllo di volume. 3) Il componente a frequenza bassa viene infine separato dal resto del segnale, con filtro passa - basso, e successivamente misurato con un voltmetro a valvola, tarato direttamente per misurare la percentuale di distorsione d'intermodulazione.

Anche per le misure di distorsione di intermodulazione, e per l'interpretazione dei risultati ottenuti, si hanno difficoltà. I filtri passa-alto e passa-basso richiesti, devono avere dei punti di passaggio piuttosto netti, per prevenire interferenze con le frequenze eliminate, e per evitare una imperfetta trasmissione di quelle da misurare, quindi, anche in questo caso, occorre, per la costruzione dei filtri, usare componenti con alto fattore di merito. Inoltre, sia i rapporti di ampiezza dei due segnali, che le loro frequenze, possono essere scelti in modo diverso, e si rende necessario, di conseguenza, eseguire un discreto numero di prove, corrispondenti a diverse combinazioni di frequenze e di ampiezze relative.

Perchè un amplificatore effettui una fedele riproduzione, occorre che sia lineare e, per lineare, sappiamo che si intende un comportamento secondo il quale il segnale di uscita deve seguire con proporzionalità quello di entrata. Se la tensione di ingresso viene, ad esempio, raddoppiata, anche la tensione di uscita deve diventare il doppio del suo valore di origine. Se la forma d'onda del segnale di entrata varia comunque, anche la forma d'onda di uscita deve seguire simili variazioni, naturalmente con l'ampiezza maggiore che si deve all'amplificazione. Ogni genere di distorsione, sia essa armonica, di fase, di frequenza o di intermodulazione, è una causa che contribuisce a differenziare la forma d'onda d'uscita rispetto a quella di entrata.

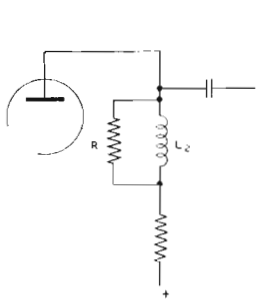



Fig. 14 - Per diminuire il fattore di merito (Q) della bobina, può essere opportuno connettere in parallelo ad essa una resistenza, il cui valore viene trovato sperimentalmente.

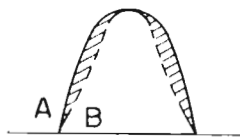



Fig. 15 - Sovrapposizione di due semialternanze, del segnale di entrata (A), e del segnale di uscita (B). La zona tratteggiata indica la differenza tra le due aree, che, divisa per l'area limitata da A, dà la percentuale di distorsione.

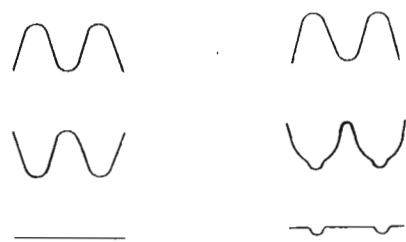



Fig. 16-A - Sovrapponendo due semiperiodi sfasati, (uno di entrata e uno di uscita) indistorti, la risultante (in basso) è nulla.

Fig. 16-B - Se invece nel solo segnale di uscita è presente una alterazione, essa risulta evidente in seguito alla sovrapposizione (vedi in basso).

Da ciò segue che una prova della linearità dell'amplificatore (del segnale di uscita rispetto al segnale di entrata) è molto importante ai fini della determinazione della fedeltà. Tale prova può essere effettuata con qualunque genere di segnale d'ingresso; non è necessario alcun generatore di segnali ad alta purezza, poichè un sistema per alta fedeltà deve riprodurre esattamente anche un'onda distorta applicata al suo ingresso.

Un metodo, consiste nell'applicare, per ogni frequenza scelta per la prova, una serie di diverse tensioni di ingresso, e nel verificare che le corrispondenti variazioni nella tensione di uscita siano proporzionali. Se la tensione di uscita viene rappresentata, su di un grafico, rispetto alla tensione d'entrata, si dovrebbe ottenere, per un amplificatore che non introduce distorsione, una linea retta. Se la linea non è retta in ogni suo tratto, la percentuale secondo cui essa devia dall'andamento lineare, è un indice della distorsione. Tale mancanza di linearità può essere imputabile a tutti e quattro i tipi fondamentali di distorsione.

Il metodo di verifica della linearità punto per punto è laborioso. Ciò perchè le prove devono essere eseguite non solo in corrispondenza di diverse frequenze e di diverse tensioni di ingresso, ma anche eseguendo una serie di variazioni sui controlli di volume e di tono dell' amplificatore. Descriveremo ora circuiti e metodi adatti ad ottenere in modo rapido ed automatico le misure di cui si è detto.

Metodo dello sfasamento

Supponiamo che un segnale di prova sinusoidale venga applicato ai terminali di ingresso dell'amplificatore in esame. Una semialternanza del segnale di ingresso è rappresentata alla **figura 15** (linea A). Ora, se il segnale di uscita dell'amplificatore viene regolato in modo da avere la stessa tensione di picco, esso può apparire come risulta dalla curva B. L'area racchiusa dalla curva A, diminuita di quella relativa alla curva B, indica l'entità della deviazione del segnale di uscita rispetto a quello d'entrata: se questa differenza viene divisa per l'area racchiusa dalla curva A, ne risulta la percentuale di distorsione. L'area tratteggiata, nella figura 15, rappresenta la differenza in questione.

La distorsione può essere rilevata in questo modo esaminando successivamente, sullo schermo di un oscillografo, i segnali d'uscita e d'entrata, purchè si faccia attenzione a regolare i comandi in modo che i segnali presentino la stessa ampiezza di picco. Per eseguire il confronto, le tracce possono essere disegnate a matita su una carta semitrasparente. I segnali d'entrata e di uscita devono essere della medesima fase. Alcune volte, allo scopo, si rende necessaria una rete di sfasamento a resistenza-capacità, nel caso in cui l'amplificatore che è in esame determini uno sfasamento del segnale.

Nel metodo dello sfasamento per la misura della distorsione, il segnale di ingresso è spostato di 180° rispetto al segnale di uscita, ed i due segnali vengono mescolati, dopo che sono stati regolati per una eguale ampiezza. Se non si ha distorsione, poichè i due segnali sono eguali in ampiezza e opposti in fase, essi si cancellano l'un l'altro. Il fenomeno è rappresentato alla **figura 16-A**. Se invece il segnale d'uscita è distorto, solo quella parte di esso che è eguale ed opposta al segnale di entrata si annulla: il rimanente, rappresentante la distorsione, ossia la deviazione rispetto al comportamento di assoluta linearità, appare sullo schermo, come da figura 16-**B**. Esso può essere misurato anche con un voltmetro a valvola.

L'ampiezza dei picchi della componente di distorsione può essere successivamente paragonata col segnale complessivo di uscita, ed in tal modo si può facilmente calcolare la percentuale di distorsione. Se il segnale prodotto dal generatore che si applica all'entrata è distorto, le cose non cambiano; infatti, se l'amplificatore non introduce distorsione, anche il segnale di uscita sarà distorto allo stesso modo, e si otterrà quindi ancora, sullo schermo dell'oscillografo, una traccia nulla orizzontale. Se viceversa, l'amplificatore introduce distorsione, essa risulta sullo schermo come deviazione dell'andamento orizzontale.

Alla **figura 17** è indicato lo schema completo di un circuito che consente il rilievo della percentuale di distorsione di un amplificatore, secondo il metodo ora descritto, dello spostamento di fase. In esso la valvola 12AU7 (doppio triodo) svolge funzioni di mescolatrice, poichè riceve i segnali provenienti sia dall'uscita dell'amplificatore che dall'uscita del generatore, sulle due griglie, e li mescola fornendo infine un'uscita di catodo comune ai due triodi. All'uscita dell'amplificatore è collegato un carico costituito dalla resistenza

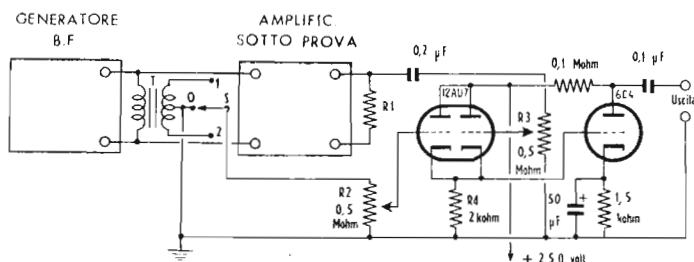



Fig. 17 - Circuito elettrico di un distorsimetro basato sul metodo dello spostamento di fase. Il commutatore S consente di invertire la fase del segnale proveniente direttamente dal generatore. I due potenziometri, R2 ed R3 permettono di regolare l'ampiezza dei due segnali, al fine di ottenere in uscita due tensioni eguali e sfasate di 180°, nei confronti della sola fondamentale.

*R*1 non induttiva, che ha un valore in ohm pari all'impedenza di uscita dell'amplificatore, e può dissipare una potenza pari ad almeno il doppio della normale potenza di uscita dell'amplificatore.

Il livello del segnale proveniente dall'uscita del generatore può essere variato a mezzo del potenziometro *R*2, mentre il livello del segnale uscente dall'amplificatore è regolabile mediante *R*3. Questi due potenziometri vanno regolati in modo che i due segnali presenti sulle due griglie della 12AU7 abbiano esattamente la medesima ampiezza. Il trasformatore *T*, che può benissimo essere del tipo normalmente usato per il pilotaggio di uno stadio finale in controfase, consente di ottenere due segnali di fase opposta, selezionabili a volontà attraverso il commutatore *S*. La presenza di due segnali, in opposizione di fase, è necessaria per il fatto che esistono amplificatori che apportano al segnale uno sfasamento di 180° ed altri che non apportano sfasamento alcuno. Ciò, si intende, tenendo conto del numero degli stadi e non dello sfasamento parassita introdotto dalle fonti di distorsione di fase.

Il segnale che esce dalla 12AU7, prelevato sul catodo, viene applicato alla griglia del triodo 6C4, che svolge la funzione di amplificatore di distorsione. Quando lo amplificatore in esame non distorce, all'uscita della 12AU7 non si ha alcun segnale poichè i segnali presenti nelle due sezioni, eguali ma opposti in fase, si annullano. Quando invece il segnale d'uscita è diverso da quello d'entrata, compare, al catodo, un segnale indicante la differenza tra i due, e quindi la quantità di distorsione. L'uscita della 6C4 viene prelevata sulla placca ed il segnale, tramite un condensatore da 0,1 μF, viene inviato all'uscita del dispositivo, connessa all'entrata verticale di un oscillografo e ad un voltmetro a valvola (disposto in posizione volt C.A.).

Durante queste misure, è opportuno regolare il potenziometro del generatore e quello dell'amplificatore per varie potenze successive, da un minimo al massimo che l'amplificatore è in grado di fornire, ed effettuare, a ciascuna potenza, una misura di distorsione. In tal modo ci si rende conto della risposta dell'amplificatore a tutte le sue potenze d'uscita. E' altresì opportuno eseguire le prove anche con diverse frequenze, per vedere quale influenza abbia la frequenza sulla percentuale di distorsione.

La procedura da noi indicata, per la misura della distorsione col metodo dello spostamento di fase, è in grado di dare risultati soddisfacenti nella maggior parte dei casi. Quando, tuttavia, l'amplificatore introduce, tra il segnale d'entrata e quello d'uscita, uno sfasamento che non sia nè di 0° nè di 180°, è opportuno inserire un semplice circuito di sfasamento *RC*, che consenta di ristabilire la differenza di fase voluta, tra i segnali presenti sulle due griglie della 12AU7.

Vediamo come venga effettuata, in pratica, la misura:

1) Regolare i potenziometri del generatore e dello amplificatore per la massima potenza.

2) Connettere i terminali d'uscita del dispositivo di figura 17, all'entrata di un voltmetro a valvola o di un oscillografo, e regolare *R*2 ed *R*3 per lettura nulla o minima. L'interruttore *S* sia in posizione 1.

3) Se coll'interruttore in posizione 1, non si ha lettura nulla, commutare su 2, e ripetere la regolazione di *R*2 ed *R*3. Scegliere la posizione di *S* che determina la lettura minore. Notare questo valore come *E*1.

4) Togliere, dalla griglia del primo triodo, il segnale proveniente dall'uscita del generatore (portando l'interruttore in posizione 0). Leggere sullo strumento di uscita, la tensione presente alla placca della 6C4; tale tensione, mancando ora il segnale d'entrata in opposizione di fase, sarà proporzionale al solo segnale d'uscita dell'amplificatore. Indichiamo con *E*2 questa tensione.

5) Si può ora procedere al calcolo della percentuale di distorsione mediante la formula:

$$D\,(\%) = 100 \times (E_1 : E_2)$$

$D\,(\%)$ = percent. distorsione; $E1$ ed $E2$ = tensioni lette.

L'oscillografo offre il vantaggio di dare anche la forma d'onda del segnale di distorsione dalla quale si può capire la causa determinante. Il voltmetro a valvola — per contro — consente misure di tensione più precise, ed è più adatto per il calcolo vero e proprio della percentuale di distorsione.

Il circuito di figura 17 è di facile realizzazione pratica, e può essere costruito su di un telaio comprendente anche una sezione di alimentazione. In tal modo esso diviene un vero e proprio **distorsimetro**.

Col metodo dello spostamento di fase si può anche misurare la distorsione prodotta sul segnale da un solo stadio, od anche esaminare il comportamento, di singoli componenti (trasformatori, ecc.).

DOMANDE sulle LEZIONI 112ª e 113ª

N. 1 —
Cosa si intende, in acustica, per livello di soglia? A quanto corrisponde in dB e in $\mu W/cm^2$?

N. 2 —
Quale differenza sussiste tra il decibel ed il phon?

N. 3 —
A cosa serve il fonometro?

N. 4 —
Cosa si intende per riflessione di un suono?

N. 5 —
In quali casi un'onda sonora viene rifratta?

N. 6 —
Quale è l'intervallo di tempo minimo, che deve sussistere tra due suoni, affinchè l'orecchio umano possa distinguerli?

N. 7 —
Cosa si intende per tempo di riverberazione?

N. 8 —
Quale è la caratteristica dei materiali assorbenti nei confronti delle onde sonore?

N. 9 —
Quali sono gli strumenti indispensabili per la messa a punto di amplificatori di Bassa Frequenza?

N. 10 —
In quale modo è possibile verificare il grado di efficienza di uno stadio amplificatore in Bassa Frequenza?

N. 11 —
Come è possibile stabilire la posizione di un trasformatore d'ingresso?

N. 12 —
Come vengono effettuati il controllo e la ricerca della causa del ronzio che si produce internamente allo amplificatore?

N. 13 —
Come viene controllato il ronzio dovuto a dispersione tra catodo e filamento di una valvola?

N. 14 —
Come è possibile, mediante l'oscillografo a raggi catodici, controllare i condensatori di fuga e quelli di accoppiamento?

N. 15 —
Nella determinazione della banda passante di un amplificatore, in corrispondenza delle note più acute, quale deve essere la frequenza dell'onda quadra introdotta, affinchè la forma d'onda di uscita sia ancora regolare?

N. 16 —
In quale modo è possibile, in un amplificatore di Bassa Frequenza, migliorare il responso di uno stadio alle frequenze elevate?

N. 17 —
In quale modo è possibile determinare l'ammontare della distorsione armonica di uno stadio amplificatore?

N. 18 —
Come è possibile tracciare la curva generale di responso, illustrante anche il funzionamento dei controlli di tono?

RISPOSTE alle DOMANDE di Pag. 881

N. 1 — Si ha la distorsione quando la forma d'onda del segnale d'uscita è diversa da quella d'entrata. La distorsione può essere di frequenza, di fase, d'ampiezza e di intermodulazione.

N. 2 — La curva di risposta indica i livelli del segnale d'uscita, in funzione della frequenza del segnale, a parità di tensione presente all'ingresso. Nei tratti in cui la curva di risposta non è lineare si ha la distorsione di frequenza.

N. 3 — Quando l'amplificatore apporta diversi spostamenti di fase relativi ai segnali di diverse frequenze.

N. 4 — Si determina distorsione di ampiezza. Per evitarla, è opportuno non sovraccaricare alcuno stadio, onde l'ampiezza del segnale d'ingresso non superi i limiti di linearità della caratteristica della valvola.

N. 5 — No, poichè per ottenere distorsione di intermodulazione devono essere presenti almeno due componenti sinusoidali a frequenza diversa.

N. 6 — La reazione consiste nella retrocessione, alla entrata dell'amplificatore, di una parte del segnale presente alla sua uscita. Essa può essere positiva, se il segnale retrocesso è in fase con quello già presente, o negativa, se è sfasato di 180°.

N. 7 — La reazione di tensione, che si ottiene quando l'ampiezza del segnale retrocesso è proporzionale alla tensione d'uscita, e la reazione di corrente, che si determina quando detta ampiezza è invece proporzionale alla corrente di uscita.

N. 8 — La controreazione di tensione diminuisce la resistenza d'uscita e quella di corrente la aumenta.

N. 9 — Una diminuzione notevole nella tensione di uscita dell'amplificatore stesso.

N. 10 — Maggiore stabilità, indipendentemente dalla tensione anodica, maggiore estensione della banda passante e, principalmente, forte diminuzione della distorsione.

N. 11 — Oscillazioni parassite, rumore e ronzio.

N. 12 — Quelle ad elevata frequenza acustica. La causa è quasi sempre una reazione positiva che può essere determinata da inversione dei collegamenti di controreazione, da accoppiamenti induttivi, da reazioni originantisi nel circuito di livellamento.

N. 13 — Microfonicità, eliminabile con zoccoli portavalvole fissati elasticamente; rumore termico, eliminabile con resistenze ad alta stabilità; fruscio, eliminabile mediante l'impiego di valvole appositamente studiate.

N. 14 — Accoppiamenti tra circuiti percorsi da tensioni alternate provenienti dalla rete. Occorre innanzitutto evitare la vicinanza tra i circuiti percorsi da tali tensioni, e quelli d'ingresso dei primi stadi. Particolare attenzione deve essere dedicata per avere un perfetto livellamento dell'anodica.

N. 15 — Il trasformatore di alimentazione e l'impedenza di filtro devono essere paralleli tra loro, e perpendicolari al trasformatore di uscita. Il trasformatore d'entrata, sotto al telaio, deve essere perpendicolare ad entrambi i precedenti, sulla terza dimensione.

L'ADATTAMENTO degli ALTOPARLANTI agli AMPLIFICATORI

Il segnale elettrico presente all'uscita degli amplificatori di B.F. viene trasformato in onde sonore per mezzo di altoparlanti, o dispositivi trasduttori equivalenti. In questa lezione ci occuperemo delle modalità secondo le quali l'altoparlante, o gli altoparlanti, devono essere collegati all'uscita dell'amplificatore di potenza, per ottenere i migliori risultati.

Nel caso si voglia utilizzare un solo altoparlante, non sorge alcun problema di adattamento elettrico particolarmente grave. E' infatti sufficiente che l'impedenza della bobina mobile dell'altoparlante sia eguale all'impedenza del secondario del trasformatore d'uscita, cui essa va collegata. Quasi sempre i trasformatori d'uscita sono provvisti di secondari a più prese, onde permettere l'adattamento ad altoparlanti di diverse impedenze.

Un altro fattore di cui è indispensabile tener conto, è la potenza dell'altoparlante: sottoponendo un altoparlante ad una potenza di lavoro superiore a quella per la quale è stato progettato, esso in breve tempo ne risulta avariato e, pur continuando spesso a funzionare, apporta una notevole distorsione.

Quanto abbiamo detto per un solo altoparlante circa l'impedenza e la potenza, vale anche nel caso in cui gli altoparlanti siano due o più, purchè si tenga conto della impedenza complessiva del circuito che comprende tutti gli altoparlanti, detto comunemente « linea di altoparlanti ». Tale impedenza complessiva è quella dell'intero circuito, visto dai due terminali di ingresso, ossia dai terminali che devono essere collegati al secondario del trasformatore d'uscita. Inoltre, gli altoparlanti dovranno essere connessi in modo che ad ognuno competa una potenza di carico adeguata alle relative caratteristiche.

Trattandosi di linee di altoparlanti tutti eguali tra di loro, la risoluzione del problema è, come vedremo, relativamente semplice. Se invece, gli altoparlanti che si vogliono collegare ad un unico amplificatore, sono diversi uno dall'altro, sia come potenza di lavoro che come impedenza, non sempre è possibile trovare una soluzione perfetta, dovendosi spesso ricorrere ad approssimazioni, specie nella distribuzione dei carichi ai singoli elementi.

Le linee di altoparlanti si possono suddividere in due categorie fondamentali: linee a **bassa impedenza** e linee a **media impedenza**. Le linee a bassa impedenza sono ottenute collegando tra di loro gli altoparlanti, direttamente sulla bobina mobile; i terminali della linea vanno connessi al secondario del trasformatore di uscita. Nelle linee a media impedenza, invece, le bobine mobili non sono connesse direttamente tra di loro nè direttamente al secondario del trasformatore d'uscita. Ciò perchè *ogni altoparlante è dotato di un proprio trasformatore d'entrata* ed è l'insieme dei primari dei trasformatori d'entrata, opportunamente connessi, che costituisce la linea a media impedenza.

Le linee di bassa impedenza sono, in genere, dell'ordine di pochi ohm. In tali linee, infatti, la riduzione di impedenza necessaria tra il circuito di carico della valvola finale e le bobine mobili degli altoparlanti, viene ottenuta esclusivamente mediante il trasformatore d'uscita. Ciò significa che sul secondario di tale trasformatore si ha già un'impedenza adeguata alle bobine mobili.

Nel caso delle linee a media impedenza, la riduzione viene invece ottenuta con due passaggi, uno dei quali si effettua nel trasformatore d'uscita dell'amplificatore, e l'altro nel trasformatore d'entrata di ogni altoparlante. L'impedenza di carico della valvola finale viene infatti abbassata, nel trasformatore d'uscita, fino a raggiungere un valore compreso fra 50 e 500 ohm. Successivamente, ogni trasformatore d'entrata dell'altoparlante provvede ad adattare quest'ultima impedenza (media impedenza) alla bobina mobile dell'altoparlante stesso.

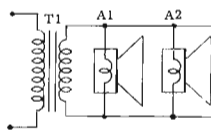



Fig. 1-A - Collegamento con linea a bassa impedenza.

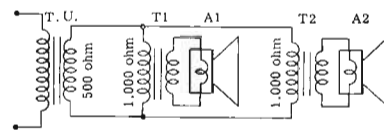



Fig. 1-B - Collegamento di altoparlanti con linea a media impedenza. Ciascuno deve avere un trasformatore adatto.

Negli amplificatori per normali locali di soggiorno, o comunque tali da non comportare lunghi collegamenti di trasferimento verso gli altoparlanti, si preferiscono le linee a bassa impedenza. Quando, per contro, occorre distribuire la potenza fornita dall'amplificatore ad altoparlanti anche notevolmente lontani (ciò si verifica — ad esempio — nelle sale cinematografiche), si preferisce adottare le linee a media impedenza. Un esempio di linea a bassa impedenza ed uno a media impedenza sono rappresentati alle **figure 1-A** ed **1-B**.

CALCOLO delle LINEE a BASSA IMPEDENZA

Come già detto, i due elementi fondamentali da tenere in considerazione nella progettazione delle linee di altoparlanti sono l'impedenza e la potenza di lavoro degli altoparlanti.

Altoparlanti a caratteristiche eguali

Se gli altoparlanti da collegare, sono tutti eguali tra loro per quanto riguarda le suddette caratteristiche, il calcolo dei circuiti è abbastanza semplice: si possono considerare — a questo proposito — tre casi: disposizione in parallelo, disposizione in serie e disposizione in serie - parallelo.

1) *Altoparlanti in parallelo.* Essendo le impedenze di tutti gli altoparlanti eguali, l'impedenza totale si

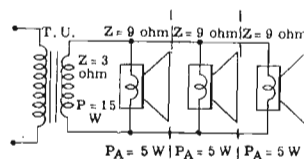



Fig. 2 - Altoparlanti di eguali caratteristiche in parallelo su linea a bassa impedenza.

calcola semplicemente dividendo quella di un altoparlante per il numero degli altoparlanti. La potenza massima si ottiene invece moltiplicando la potenza di lavoro P_A di un altoparlante per il numero degli altoparlanti. La disposizione è indicata alla **figura 2**, e valgono le seguenti relazioni:

$$Z = Z_A : N \qquad \text{e} \qquad P = P_A \times N$$

ove Z_A e P_A sono, rispettivamente, l'impedenza e la potenza di lavoro di un solo altoparlante ed N è il numero degli altoparlanti; Z e P sono l'impedenza e la potenza di tutta la linea.

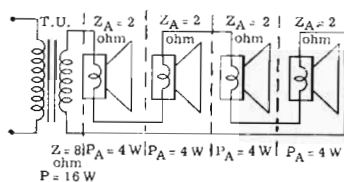



Fig. 3 - Altoparlanti di eguali caratteristiche in serie su linea a bassa impedenza.

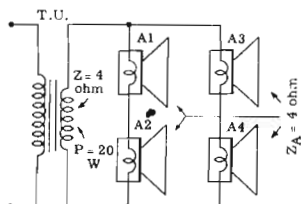



Fig. 4 - Altoparlanti di eguali caratteristiche in collegamento serie-parallelo.

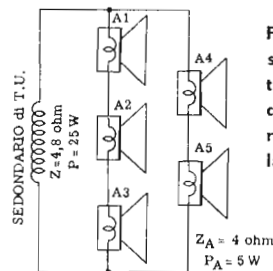



Fig. 5 - Collegamento serie-parallelo di altoparlanti, eguali, che dà luogo ad una errata distribuzione della potenza.

Supponiamo, ad esempio, che i tre altoparlanti della figura 2 abbiano un'impedenza di 9 ohm ed una potenza di lavoro di 5 watt ciascuno. Sarà allora necessario connettere la linea alla presa del trasformatore di uscita corrispondente ad un'impedenza $Z = 9 : 3 = 3$ ohm. La potenza massima applicabile al sistema è: $P = 3 \times 5 = 15$ watt, i quali si distribuiscono uniformemente sui tre altoparlanti, in ragione di 5 watt per ciascuno. Le linee parallele sono da preferirsi nel caso in cui gli altoparlanti abbiano un'impedenza Z_A abbastanza elevata, in modo che l'impedenza totale Z della linea, sia ancora sufficientemente alta (almeno di 1 ohm).

2) *Altoparlanti in serie.* Questa disposizione è illustrata alla **figura 3**. L'impedenza complessiva della linea, Z, è in questo caso eguale a:

$$Z = N \times Z_A$$

La potenza di lavoro permane, come nel caso precedente:

$$P = N \times P_A.$$

Supponiamo, ad esempio, di connettere tra loro in serie quattro altoparlanti la cui impedenza Z_A sia di 2 ohm, e la potenza di lavoro di 4 watt. In tal caso, l'impedenza della linea risulta di $4 \times 2 = 8$ ohm e la potenza applicabile di $4 \times 4 = 16$ watt. Anche questa volta la potenza complessiva si distribuisce in pari misura nei singoli altoparlanti, in ragione di 4 watt ciascuno.

Come è facile intuire, l'utilità del collegamento in serie degli altoparlanti si rivela soprattutto nel caso in cui le impedenze delle bobine mobili siano piuttosto basse, o comunque tali da non determinare, complessivamente, un'impedenza superiore a quella massima solitamente ottenibile sulle prese del secondario del trasformatore d'uscita.

3) *Altoparlanti in serie - parallelo.* Si ricorre spesso a questa disposizione, poichè essa consente di ottenere valori di impedenza di tipo intermedio, come vedremo chiaramente in un successivo esempio. Consideriamo il caso tipico di linea in serie - parallelo rappresentato alla **figura 4**. L'impedenza di questa linea si può calcolare facilmente tenendo presente che gli altoparlanti $A1$ ed $A2$ sono in serie tra di loro, e quindi dànno luogo ad una impedenza di $2 \times Z_A$, ossia di 8 ohm; ciò vale pure per gli altoparlanti $A3$ ed $A4$. Questi due gruppi sono in parallelo tra loro e si ottiene quindi, come impedenza risultante, complessiva, $8 : 2 = 4$ ohm. Tale impedenza è pari a quella della bobina mobile di un solo altoparlante.

Disponendo gli stessi quattro altoparlanti in serie od in parallelo, si ottengono impedenze di 16 ohm e di 1 ohm, rispettivamente. Tali impedenze sono poco adatte per una linea di altoparlanti nel senso che la prima è troppo alta e la seconda è troppo bassa. Per quanto riguarda la potenza, essa è proporzionale sia alla tensione ai capi di ciascun altoparlante, sia all'impedenza delle bobine mobili. Dato che gli altoparlanti sono tutti eguali tra di loro, la potenza si distribuisce in modo uniforme, e quindi, se si applicano alla linea 20 watt, questi si distribuiscono in modo eguale tra i quattro altoparlanti, distribuendosi in ciascuno di essi in ragione di 5 watt.

Consideriamo ora la linea di altoparlanti della **figura 5**. Gli altoparlanti $A1$, $A2$ ed $A3$ sono in serie tra di loro, e determinano quindi un'impedenza di 12 ohm. Per la stessa ragione l'impedenza determinata dagli altoparlanti $A4$ ed $A5$ è di 8 ohm. Queste due impedenze sono in parallelo tra di loro, e quindi si ottiene, complessivamente, il seguente risultato:

$$Z = \frac{12 \times 8}{12 + 8} = 4{,}8 \text{ ohm}$$

Supponiamo di applicare la linea considerata alla presa a 4,8 ohm sul secondario di un trasformatore di uscita capace di fornire al sistema una potenza di 25 watt. Poichè la potenza di lavoro di ogni altoparlante è di 5 watt, si potrebbe pensare che i 25 watt si distribuiscano in modo equivalente, e quindi che il circuito sia corretto. Questo invece, come vedremo, non accade. La tensione di segnale presente ai capi del primo gruppo di altoparlanti ($A1$, $A2$ ed $A3$) è eguale a quella presente ai capi del secondo gruppo ($A4$ ed $A5$); ciò perchè i suddetti gruppi sono disposti in parallelo.

Se consideriamo che il primo gruppo è costituito da tre altoparlanti, ed il secondo da due, è facile comprendere che la tensione ai capi degli altoparlanti $A1$, $A2$ ed $A3$ è inferiore a quella ai capi degli altoparlanti $A4$ ed $A5$, e più precisamente pari ai ⅔ di essa. Dato che le impedenze di tutti gli altoparlanti sono eguali, ne risulta che la potenza di ogni altoparlante del primo gruppo è pari ai ⅔ di quella degli altoparlanti del secondo gruppo. Pertanto, la distribuzione di potenza che si ottiene non è uniforme, e gli altoparlanti $A4$ ed $A5$, essendo sovraccaricati, potrebbero danneggiarsi.

Altoparlanti a caratteristiche diverse

Supponiamo che gli altoparlanti della linea siano diversi tra loro, sia come impedenza che come potenza di lavoro, e riprendiamo in considerazione i tre casi fondamentali del paragrafo precedente.

1) *Disposizione in parallelo.* L'impedenza totale di una linea di altoparlanti diversi tra loro, disposti in parallelo, si calcola mediante la formula delle resistenze in parallelo:

$$\frac{1}{Z} = \frac{1}{Z1} + \frac{1}{Z2} + \frac{1}{Z3} + \ldots$$

Per quanto riguarda la potenza, essa è data — come è noto — dall'espressione:

$$P = \frac{E^2}{Z}$$

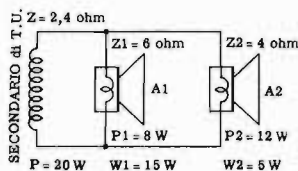



Fig. 6-A - Esempio di collegamento di altoparlanti, a caratteristiche diverse, che dà luogo ad errata distribuzione della potenza.

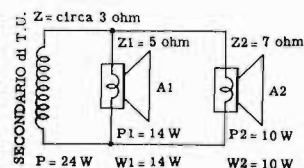



Fig. 6-B - L'opportuna scelta delle impedenze dei diversi altoparlanti permette, come in questo caso, una giusta distribuzione della potenza.

valida per ogni altoparlante. In essa P è la potenza, E è la tensione ai capi dell'altoparlante e Z è l'impedenza di quest'ultimo. Dato che E, e quindi E^2, è eguale per tutti gli altoparlanti, e dato che essi sono disposti in parallelo, ne risulta che la potenza che si distribuisce su ogni singolo altoparlante è inversamente proporzionale alla sua impedenza, e non dipende da altri fattori.

Da quanto detto, risulta che non tutte le disposizioni in parallelo sono possibili. Infatti occorre, per poter disporre più altoparlanti in parallelo, che la potenza di lavoro per cui essi sono stati costruiti sia inversamente proporzionale alle relative impedenze. Un esempio di circuito è indicato alla **figura 6-A**. Gli altoparlanti collegati in parallelo hanno le seguenti caratteristiche: $A1$, da 15 watt, è dotato di impedenza $Z1 = 6$ ohm ed $A2$, da 5 watt, è dotato di impedenza $Z2 = 4$ ohm. La presa sul secondario del trasformatore d'uscita, di impedenza adatta, si calcola nel modo seguente:

$$Z = \frac{4 \times 6}{4 + 6} = 2{,}4 \text{ ohm}$$

La potenza che i due altoparlanti, complessivamente, sono in grado di trasformare in energia acustica, ammonta a 20 watt. Vediamo adesso se, applicando 20 watt all'entrata della linea, essi si distribuiscono in modo adeguato, ossia 15 watt su $A1$ e 5 watt su $A2$. Come già detto, le potenze si distribuiscono, sui singoli altoparlanti, in modo inversamente proporzionale alle relative impedenze. Si ha quindi:

$$\frac{P1}{P2} = \frac{Z2}{Z1}$$

E sostituendo i valori $Z1 = 6$ e $Z2 = 4$, si ottiene:

$$\frac{P1}{P2} = \frac{2}{3}.$$

Per calcolare i valori effettivi di $P1$ e $P2$, occorre considerare anche l'equazione che esprime la somma delle due potenze:

$$P1 + P2 = 20 \text{ watt}$$

Da questa equazione si deduce che $P2 = 20 - P1$, e sostituendo questo valore di $P2$ nell'espressione precedente, si ottiene:

$$\frac{P1}{20 - P1} = \frac{2}{3} \text{ ossia } 3P1 = 40 - 2P1$$

Questa equazione si risolve facilmente, e ci dà la potenza relativa all'altoparlante $A1$:

$$3P1 + 2P1 = 40; \; 5P1 = 40; \; P1 = 40/5 = 8 \text{ watt}$$

La potenza relativa all'altoparlante $A2$ è:

$$P2 = 20 - P1 = 20 - 8 = 12 \text{ watt.}$$

Come si vede quindi, le potenze si distribuiscono in modo del tutto diverso da quello richiesto, perchè l'altoparlante da 5 watt risulta, in realtà, caricato da ben 12 watt, mentre quello da 15 watt è sottoposto a soli 8 watt di potenza. Supponiamo ora che si verifichi la condizione secondo cui le potenze di lavoro degli altoparlanti siano inversamente proporzionali alle loro impedenze, ossia:

$$\frac{W1}{W2} = \frac{Z2}{Z1}$$

Questa condizione risulta, ad esempio, scegliendo l'altoparlante $A1$ da 14 watt e 5 ohm ed $A2$ da 10 watt, 7 ohm (figura 6-**B**). Si ha infatti:

$$\frac{14}{10} = \frac{7}{5}$$

Applichiamo ora i terminali di questa linea ad un'uscita di circa 3 ohm, che fornisca una potenza di 24 watt, e calcoliamo come si distribuisce tale potenza. Le equazioni di cui si deve tener conto sono, questa volta le seguenti:

$$\frac{P1}{P2} = \frac{Z2}{Z1} = \frac{7}{5} \quad \text{e} \quad P1 + P2 = 24$$

Mediante il procedimento illustrato nel corso del precedente esempio, si trova, con semplici calcoli, che questa volta, effettivamente, le potenze $P1$ e $P2$ applicate corrispondono alle potenze di lavoro $W1$ e $W2$. Si può infatti verificare che $P1 = 14$ watt e $P2 = 10$ watt.

2) *Disposizione in serie*. L'impedenza totale di una linea di altoparlanti, diversi tra loro e disposti in serie, si calcola facilmente sommando tra loro tutte le impedenze. Si ha quindi:

$$Z = Z1 + Z2 + Z3 + \ldots$$

La potenza si distribuisce, nei singoli altoparlanti, secondo l'espressione:

$$P = \frac{E^2}{Z}$$

ove P è la potenza applicata all'altoparlante, Z la sua impedenza, ed E la tensione presente ai suoi capi. Pur essendo questa formula eguale a quella del caso precedente, la sua interpretazione è assai diversa. Infatti, questa volta si tratta di una disposizione in serie, e quindi la tensione E non è costante, ma varia da altoparlante ad altoparlante, proporzionalmente all'impedenza Z. Di conseguenza, il numeratore E^2 della frazione precedente, è proporzionale a Z^2, e l'intera espressione che dà la potenza risulta pertanto proporzionale a Z.

Nel caso di più altoparlanti, diversi tra loro, disposti in serie, vale quindi il seguente postulato fondamentale, del tutto opposto a quanto detto circa gli altoparlanti in parallelo: la potenza che compete ad ogni singolo altoparlante è direttamente proporzionale alla impedenza della bobina mobile dell'altoparlante considerato.

Anche in questo caso consideriamo, come esempio, due circuiti, il primo dei quali non corretto. Alla **figura 7-A** sono indicati due altoparlanti disposti in serie,

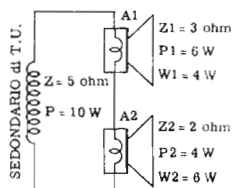



Fig. 7-A - Gli errati valori di impedenza determinano una distribuzione irregolare della potenza.

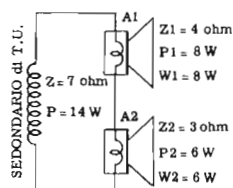



Fig. 7-B Se ogni altoparlante ha la giusta impedenza, la potenza viene distribuita regolarmente nel carico.

*A*1 da 4 watt, 3 ohm ed *A*2 da 6 watt, e 2 ohm. Essi, evidentemente, devono essere applicati ad un secondario che presenti un'impedenza di 5 ohm, e la potenza complessiva necessaria è di 6 + 4 = 10 watt. Vediamo ora se tale potenza si distribuisce esattamente sui due altoparlanti. La potenza che compete ad ogni altoparlante è, come già detto, proporzionale all'impedenza dell'altoparlante medesimo, e quindi vale l'espressione.

$$\frac{P1}{P2} = \frac{Z1}{Z2}$$ ossia nel caso in esame:

$$\frac{P1}{P2} = \frac{3}{2}.$$

A questa si deve aggiungere la solita equazione esprimente la somma delle potenze:

$$P1 + P2 = 10 \text{ watt.}$$

Queste due equazioni, risolte col solito metodo, dànno come risultati *P*1 = 6 watt e *P*2 = 4 watt. Ciò, come si vede, non coincide con la distribuzione esatta, che prevede 4 watt su *A*1 e 6 watt su *A*2.

Un esempio di distribuzione esatta, è illustrato alla figura 7-**B**, nella quale si possono notare due altoparlanti disposti in serie, dei quali *A*1 da 8 watt, 4 ohm ed *A*2 da 6 watt, 3 ohm. In questo caso è verificata la proporzionalità diretta tra potenza ed impedenza:

$$\frac{8}{6} = \frac{4}{3}$$

Lasciamo al lettore la verifica che, applicando la linea di altoparlanti ora considerata all'uscita di un amplificatore da 14 watt, la potenza si distribuisce in modo corrispondente a quanto richiesto da parte degli altoparlanti. Per eseguire tale verifica basta impostare e risolvere le solite due equazioni.

3) *Disposizione in serie-parallelo.* In questo caso non sempre la risoluzione è immediata, come nei casi precedenti. Comunque, l'impedenza complessiva della linea

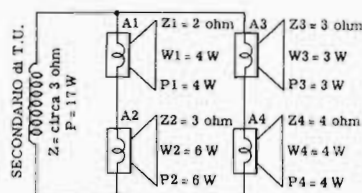



Fig. 8 - Caso di disposizione serie-parallelo di altoparlanti a caratteristiche diverse: la soluzione è un po' più laboriosa delle precedenti, ma comunque semplice.

si calcola considerando le impedenze degli altoparlanti come se fossero semplici resistenze, disposte in un circuito serie-parallelo. Ad esempio, nel caso di cui alla **figura 8**, si sommano dapprima le impedenze dei due rami in serie, e quindi si calcola la risultante di tali impedenze, che sono disposte in parallelo tra di loro.

Il ramo costituito da *A*1 ed *A*2 ha un'impedenza di 2 + 3 = 5 ohm, mentre l'altro ha un'impedenza di 3 + 4 = 7 ohm. L'impedenza complessiva si calcola mediante la formula delle resistenze in parallelo, e risulta pertanto eguale a:

$$\frac{5 \times 7}{5 + 7} = \frac{35}{12}$$ ossia, circa, 3 ohm.

Il calcolo della distribuzione della potenza è meno semplice, e non esiste una regola generale che indichi il procedimento. Occorre, secondo i casi, suddividere la linea in rami in serie ed in parallelo, eseguendo poi ragionamenti del tipo dei precedenti. Un esempio di distribuzione quasi esatta delle potenze chiarirà il procedimento. Consideriamo ancora gli altoparlanti di figura 8, e teniamo conto che le loro potenze sono W1 = 4 watt, W2 = 6 watt, W3 = 3 watt e W4 = 4 watt. La potenza necessaria a pilotare tutti gli altoparlanti ammonta a 4 + 6 + 3 + 4 = 17 watt.

Consideriamo separatamente i due rami costituiti da *A*1 ed *A*2 e da *A*3 ed *A*4. Essi risultano in parallelo tra di loro, e le loro potenze complessive sono quindi inversamente proporzionali alle impedenze complessive, che sono di 5 ohm per il primo ramo e di 17 ohm per il secondo. Per calcolare le effettive potenze complessive che competono ad ogni ramo, basta risolvere le due equazioni:

$$\frac{R1}{R2} = \frac{7}{5} \quad \text{e} \quad R1 + R2 = 17$$

nelle quali *R*1 ed *R*2 rappresentano, rispettivamente, le potenze complessive del primo e del secondo ramo. Eseguendo gli opportuni calcoli si trova che *R*1 è circa eguale a 10 ed *R*2 circa eguale a 7. E' ora facile calcolare come si distribuiscano i 10 watt tra gli altoparlanti *A*1 ed *A*2 ed i 7 watt tra gli altoparlanti *A*3 ed *A*4. Infatti, all'interno di ciascun ramo, i due altoparlanti relativi sono disposti in serie tra di loro, e basta quindi applicare il metodo di calcolo considerato nel caso degli altoparlanti in serie. Per il primo ramo si ha:

$$\frac{P1}{P2} = \frac{2}{3} \quad \text{e} \quad P1 + P2 = R1 = 10 \text{ watt.}$$

Risolvendo queste equazioni si trova *P*1 = 4 watt e *P*2 = 6 watt. Ciò coincide con quanto richiesto dagli altoparlanti. Analogamente, risolvendo le equazioni relative al secondo ramo:

$$\frac{P3}{P4} = \frac{3}{4} \quad \text{e} \quad P3 + P4 = R2 = 7 \text{ watt.}$$

si ottiene che *P*3 è eguale a 3 watt e *P*4 a 4 watt. Anche queste potenze corrispondono a quelle di lavoro degli altoparlanti. Occorre tenere presente, nella risoluzione di simili problemi, che è sempre possibile introdurre piccole approssimazioni — atte a semplificare i calcoli — che non pregiudicano assolutamente il buon esito del risultato finale. Inoltre, è possibile usare altoparlanti la cui potenza di lavoro differisca, entro limiti ristretti, da quella che effettivamente si applica.

CALCOLO delle LINEE a MEDIA IMPEDENZA

Già abbiamo esposto il principio di funzionamento delle linee a media impedenza. Vediamo ora quando sia utile il loro impiego, e per quali ragioni. Allo

scopo, prendiamo in considerazione il semplice circuito della **figura 9**. Abbiamo ivi sintetizzato nella resistenza R la resistenza complessiva dei collegamenti facenti parte della linea, e nella impedenza Z l'impedenza totale degli altoparlanti, che viene sfruttata per la trasformazione della potenza elettrica applicata, in energia sonora.

Come è facilmente intuibile, occorre che il valore di R sia il più possibile ridotto rispetto a quello di Z. Infatti la resistenza R dei collegamenti deve sempre considerarsi in serie alla linea, e quindi la potenza che essa dissipa, sotto forma di calore, è direttamente proporzionale al suo valore. Un'espressione indicativa rispetto alla percentuale di potenza effettivamente trasformata in energia sonora è la seguente:

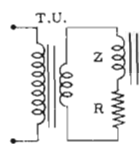



Fig. 9 - Z rappresenta l'impedenza totale ed R la resistenza complessiva della linea di altoparlanti: questi elementi sono necessari al nostro calcolo.

$$100 \times \frac{Z}{R + Z}$$

Infatti, il numeratore è proporzionale alla potenza trasformata, mentre il denominatore è proporzionale alla potenza applicata (data dalla somma di quella trasformata più quella dissipata sotto forma di calore). Essendo Z costante, e determinata dal tipo e dalla disposizione degli altoparlanti, il rendimento è massimo quando R è molto piccola rispetto a Z, come verificheremo con i due esempi che seguono.

Supponiamo che i collegamenti agli altoparlanti siano molto brevi, ed introducano una resistenza R in serie, di soli 0,1 ohm, e che l'impedenza di utilizzazione sia di 5 ohm; allora l'espressione del rendimento è:

$$100 \times \frac{5}{0{,}1 + 5} = \text{circa } 98\%.$$

Si ha pertanto un rendimento più che soddisfacente. Se però gli altoparlanti devono essere distribuiti in diverse posizioni in un locale pubblico di grandi dimensioni (cinematografo, sala da ballo e simili) o in una vasta zona all'aperto, i fili di collegamento si allungano notevolmente, e la resistenza sale in proporzione. Consideriamo, ad esempio, una linea la cui resistenza R distribuita sia di 10 ohm, rispetto ai 5 ohm dell'impedenza di utilizzazione. Il rendimento scende allora a valori molto bassi:

$$100 \times \frac{5}{10 + 5} = \text{circa } 33\%.$$

Utilizzando invece una linea a media impedenza, ad esempio di 500 ohm, mentre R rimane di 10 ohm, Z sale, appunto, a 500 ohm, e di conseguenza il rendimento diviene:

$$100 \times \frac{500}{10 + 500} = \text{circa } 98\%$$

ritornando quindi ad un valore ottimo. In generale, una linea di altoparlanti è buona quando offre un rendimento almeno dell'85%.

Per il calcolo dell'impedenza complessiva e della distribuzione di potenza, si segue lo stesso procedimento esposto nel caso del collegamento a bassa impedenza. In questo caso si ha però un altro elemento variabile: il trasformatore d'entrata di ogni singolo altoparlante. Diviene pertanto possibile, pur di calcolare opportunamente il rapporto di spire di tali trasformatori, ottenere distribuzioni di potenza adeguate alle potenze di lavoro degli altoparlanti, anche in casi in cui ciò non è possibile con linee a bassa impedenza. Non entreremo in dettagli per quanto riguarda il calcolo vero e proprio delle linee di media impedenza, ma ci limiteremo a considerare un esempio particolarmente significativo, illustrato alla **figura 10**.

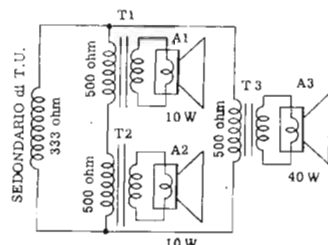



Fig. 10 - Linea di media impedenza con tre altoparlanti dotati di trasformatore con impedenza primaria di 500 ohm: l'impedenza della linea deve essere di 333 ohm.

Si tratta di una linea a media impedenza provvista di tre altoparlanti, di cui $A1$ ed $A2$ della potenza di 10 watt, ed $A3$ della potenza di 40 watt. I trasformatori d'entrata hanno tutti una impedenza primaria di 500 ohm, ed un'impedenza secondaria adatta alla bobina mobile dell'altoparlante relativo. Nel caso delle linee a media impedenza, non ha alcuna importanza l'impedenza della bobina mobile di ogni altoparlante, perchè l'adattamento si ottiene facilmente mediante il singolo trasformatore d'entrata.

L'impedenza della linea si calcola tenendo conto che $A1$ ed $A2$ sono in serie tra loro, e quindi presentano un'impedenza totale primaria dei trasformatori d'entrata di 1.000 ohm. Tale impedenza risulta in parallelo ai 500 ohm di $T3$, e quindi l'impedenza complessiva è:

$$\frac{1.000 \times 500}{1.000 + 500} = 333 \text{ ohm circa.}$$

La distribuzione delle potenze viene calcolata col solito metodo, tenendo conto questa volta delle impedenze primarie di $T1$, $T2$ e $T3$, invece che delle bobine mobili. Si trova che le potenze applicate corrispondono esattamente a quelle di lavoro. Lasciamo il calcolo effettivo come esercizio

Linee ad impedenza costante

Nelle normali linee a media impedenza, si stabilisce prima l'impedenza che si attribuirà ai diversi trasformatori d'entrata, e successivamente si calcola l'impedenza complessiva, e ad essa si adatta il secondario del trasformatore di uscita dell'amplificatore. Le linee ad «impedenza costante», vengono invece progettate in modo che l'impedenza del secondario del trasformatore di uscita, e quindi quella complessiva della linea, sia predeterminata. Da ciò deriva appunto la loro denominazione. L'impedenza che in generale si sceglie è di 500 ohm, ed in funzione di essa vanno calcolati tutti i primari dei trasformatori dei singoli altoparlanti, in modo da presentare, complessivamente, tale impedenza.

Le linee ad impedenza costante presentano lo svantaggio che l'impedenza primaria dei trasformatori d'entrata non può essere scelta in modo da ottenere una particolare distribuzione di potenza, essendo condizionata dall'impedenza complessiva della linea, che è predeterminata.

RADIO e TELEVISIONE

Numero 101
vol. IX - maggio 1961

Rivista mensile diretta da Giulio Borgogno

RADIO e TELEVISIONE

viene inviata in abbonamento e venduta alle Edicole in tutta Italia.

Agli abbonati in caso di cambio indirizzo è richiesto l'invio di Lire 50 con la comunicazione dell'indirizzo nuovo; in ogni caso è sempre molto importante precisare anche il vecchio indirizzo al quale la Rivista veniva spedita.

Per lo scambio di corrispondenza si prega unire il francobollo per la risposta.

PUBBLICITA':

Via dei Pellegrini, 8/4 - Telef. 593.478 - Milano

La Rivista accetta inserzioni pubblicitarie secondo tariffe che vengono inviate a richiesta delle Ditte interessate.

La Direzione, pur essendo disposta a concedere molto spazio alla pubblicità poichè questa interessa sempre gran parte dei lettori, avverte che ogni aumento di inserzioni non andrà mai a danno dello spazio degli articoli di testo perchè ogni incremento di pubblicità porterà ad un aumento del numero di pagine.

La Direzione si riserva la facoltà di rifiutare il testo, le fotografie e i disegni che non ritenesse adeguati all'indirizzo della rivista.

REDAZIONE E DIREZIONE:

Via dei Pellegrini, 8/4 - Telef. 593.478 - Milano

La responsabilità degli scritti firmati spetta ai singoli autori.

Manoscritti, disegni, fotografie non pubblicati non si restituiscono.

STAMPA:

Via dei Pellegrini, 8/6 - Telef. 542.924 - Milano

Tipografia propria: Grafica Tecnico Commerciale.
Iscrizione presso il Tribunale di Milano al N. 3188.

DIFFUSIONE:

Concessionaria per la diffusione alle Edicole in Italia: Diffusione Milanese - Via Soperga, 57 - Milano.

ABBONAMENTI:

Abbonamento a 6 numeri: lire 1600; a 12 numeri: lire 3060 - IGE compresa. Estero: lire 4000 (dollari 6).

I numeri arretrati costano lire 350; possono però essere compresi in conto abbonamento, se disponibili. Il ns./Conto Corr. porta il N. 3/4545 - Milano.

Rivista associata all'U.I.P.-R.E. Union International de la Presse Radio-technique et Electronique.

SOMMARIO

Organo informativo dei commercianti di radio-TV ed apparecchi elettrodomestici - degli importatori e dei tecnici dell'industria del ramo - per la documentazione di categoria e la divulgazione tecnica

2 nuovi registratori

G 257

Risposta da 80 a 6.500 Hz — Velocità del nastro 4,75 cm/sec — Registrazione a doppia traccia (durata 1 ora e mezza per bobina) — Comandi a 5 pulsanti — Indicatore lineare a grande scala dello svolgimento del nastro — Agganciamento automatico del nastro nella bobina di raccolta — Alimentazione con c. a. da 110 a 230 volt — Consumo 20 VA — Telaio isolato dalla rete c. a. — Può funzionare in auto, con convertitore per 6, 12, 24 V. c.c. — Dimensioni: cm 26 x 17 x 10 — Peso kg. 2,9 — Microfono di alta qualità a corredo — Vastissima gamma di accessori, accoppiatori, miscelatore, ecc. — Mobile infrangibile in « moplen ».

Lire 29.500

G 268

Lire 56.000

3 velocità del nastro: 9,5 - 4,75 - 2,38 cm/sec — Risposta a 9,5 cm/sec: da 50 a 12.000 Hz — Registrazione a doppia traccia su bobine ⌀ 127 mm (260 m) — Durata di una bobina: 1 ora e ½ a 9,5 cm/sec (Alta Fedeltà); 3 ore a 4,75 cm/sec (musica leggera); 6 ore a 2,38 cm/sec (parlato) — Comandi a pulsanti — Presa per comandi elettrici a distanza da microfono apposito, oppure da tastiera o pedaliera — Presa per il controllo in cuffia — Indicatore dello svolgimento del nastro — Controllo di tono — Alimentazione con c.a. da 110 e 220 volt — Consumo: 45 VA — Telaio isolato dalla rete c. a. — Dimensioni: cm 33x22x16 — Peso kg 5,8 — Microfono ad Alta Fedeltà, a corredo — Accessori per qualsiasi impiego — Possibilità di sincronizzazione sonora dei film 8 mm — Mobile infrangibile, a due colori.

GELOSO S.p.A. - Viale Brenta, 29 - Telefoni 563.183/4/5/6/7 - MILANO (808)

HEATH COMPANY

a subsidiary of Daystrom, Inc.

MODELLO

AG-9-A

CARATTERISTICHE

Frèquenza	10 Hz ÷ 100 kHz selezionabili con commutatore, 2 figure significative e moltiplicatore
Uscita	6 portate: 0 ÷ 0,003; 0,01; 0,03; 0,1; 0,3; 1 Volt efficace su un carico esterno di 600 ohm oppure con carico interno su « Hi-Z » 2 portate: 0 ÷ 3, 10 volt efficaci su 10.000 ohm — 60 dB + 22 dB in 8 salti — 60 dBm ÷ 2 dBm (0 dBm = 1 mW su 600 ohm)
Distorsione	Inferiore a 0,1% da 20 a 20.000 Hertz
Tubi elettronici	1 - 6AV6; 1 - 6CL6; 1 - 6X4
Alimentazione	105 - 125 Volt c.a., 50 ÷ 60 Hz; 40 Watt
Dimensioni	larghezza 24, altezza 16,5, profondità 12,5 cm.

REQUISITI

- Indicazione della frequenza e del livello di uscita entro il ± 5%.
- Chiusura a 600 ohm incorporata ed inseribile tramite commutazione.
- Attenuazione con regolazione continua e a scatti.
- Tutte le frequenze sono selezionate con commutatore e questo evita qualsiasi errore di apprezzamento.
- Strumento ad indice con 200 microampere di sensibilità fondo scala, tarato in Volt efficaci ed in dB.

LARIR RAPPRESENTANTE GENERALE PER L'ITALIA

MILANO P.zza 5 GIORNATE 1 Telefoni: 795.762 - 795.763

Agenti esclusivi di vendita per:

LAZIO - UMBRIA - ABRUZZI . . Soc. FILC RADIO
Piazza Dante, 10 - ROMA - telefono 736.771

EMILIA - MARCHE . . . . Ditta A. ZANIBONI
Via Azzogardino, 2 - BOLOGNA - telefono 263.359

VENETO . . . . Ditta E. PITTON
Via Cavallotti, 12 - PORDENONE - tel. 2244

corso di RADIOTECNICA

pubblicazione settimanale - 24 giugno - 1 luglio 1961 - un fascicolo lire 150 39° numero

corso di
RADIOTECNICA

settimanale a carattere culturale

Direzione, Amministrazione, Pubblicità:
Via dei Pellegrini 8/4 - Telef. 593.478
MILANO

Ogni fascicolo — contenente 3 lezioni — costa lire 150, acquistato alle edicole.

Se l'edicola risulta sprovvista, o si teme di rimanere privi di qualche numero, si chieda invio settimanale direttamente al proprio domicilio a mezzo abbonamento.

Il versamento per ricevere i 52 fascicoli costituenti l'intero Corso è di lire 6500 + I.G.E. = lire 6630. A mezzo vaglia postale, assegno bancario, o versamento sul conto corr. postale 3/41.203 del « Corso di RADIOTECNICA » - Via dei Pellegrini 8-4 - Milano.

In ogni caso, scrivere in modo molto chiaro e completo il proprio indirizzo.

L'abbonamento può essere effettuato in qualsiasi momento; si intende comprensivo delle lezioni pubblicate e dà diritto a ricevere tali lezioni, che saranno inviate con unica spedizione.

Estero: abbonamento al Corso, Lit. 8.500. ($ 15). Numeri singoli Lit. 300 ($ 0,50).

Per i cambi di indirizzo durante lo svolgimento del Corso, unire lire 100, citando sempre il vecchio indirizzo.

Fascicoli singoli arretrati — se disponibili — possono essere ordinati a lire 300 cadauno.

Non si spedisce contrassegno.

Distribuzione alle edicole di tutta Italia: Diffus. Milanese . Via Soperga, 57 - Milano.

Direttore responsabile: Giulio Borgogno.

Autorizzaz. N. 5357 - Tribunale di Milano.

Stampa: Intergrafica S.r.l. - Cologno Monzese.

La Direzione non rivende materiale radio; essa può comunicare, se richiesta, indirizzi di Fabbricanti, Importatori, Grossisti ecc. in grado di fornire il necessario ed ai quali il lettore può rivolgersi direttamente.

Alla corrispondenza con richiesta di informazioni ecc. si prega allegare sempre il **francobollo per la risposta.**

Parte del testo e delle illustrazioni è dovuta alla collaborazione del Bureau of Naval Personnel, nonchè al Dept. of the Army and the Air Force - U.S.A.

A chi può essere utile questo Corso? Anzitutto — stante la sua impostazione — il Corso, basato sull'esposizione in forma a tutti accessibile, della radiotecnica, dai suoi elementi basilari alla evoluzione più recente, rappresenta la forma ideale per tutti coloro che intendono dedicarsi all'elettronica, sia come forma ricreativa sia — soprattutto — per l'acquisizione di una professione specializzata che possa procurare loro una posizione di privilegio in seno alla società odierna.

Anno per anno, la nostra civiltà si indirizza sempre più verso questa meravigliosa, si potrebbe dire fascinosa, elettronica, che nel modo più evidente consente sviluppi impensati, progressi grandiosi e una rapida evoluzione di tutti gli altri rami dello scibile che essa tocca e influenza.

L'industria, tutta l'industria, nel senso più ampio, da quella elettrotecnica a quella meccanica, alla metallurgica, alla chimica ecc., con i suoi laboratori di ricerca e le sue fabbriche richiede, e richiederà sempre più, con un ritmo rapidamente crescente, tecnici specializzati con conoscenza dell'elettronica, tecnici specificatamente elettronici e persino operai e impiegati di ogni ordine e categoria con cognizioni di elettronica.

Si può dire che anche le branche commerciali, quelle dei trasporti e persino quelle amministrative con le recenti introduzioni delle calcolatrici, abbisognano di personale che conosca i principi dell'elettronica, le macchine relative, il loro pieno sfruttamento, la eventuale riparazione ecc. e, quanto più in modo completo, quanto meglio.

Nasce, da una tale situazione, una logica conseguenza: per la scelta di una professione o di un mestiere, per un miglioramento della propria posizione sociale, per l'intrapresa di una libera attività o anche per la sola acquisizione di cognizioni che indubbiamente verranno oltremodo utili, è quanto mai opportuno riflettere se non sia conveniente dedicare un po' di tempo allo studio di questa scienza che ha tra l'altro il pregio di rendersi immediatamente attraente, concreta, accessibile e foriera di moltissime soddisfazioni.

A questo scopo appunto, e con questi intenti, è stato redatto questo Corso.

Non mancano invero altri corsi (specie per corrispondenza) o scuole di radiotecnica, nè mancano (sebbene siano in numero del tutto inadeguato) scuole statali o pareggiate ma la struttura e l'impostazione che caratterizzano queste 156 lezioni sono alquanto particolari, presentando non pochi vantaggi sulle diverse altre forme di cui si è detto.

Anzitutto vogliamo porre in evidenza **il fattore economico.**

Frequentare regolarmente, durante tutto l'anno, una scuola è certo il modo più logico — anche se non il più rapido — per apprendere ma, tralasciando il fatto che rarissimi sono gli Istituti di radiotecnica, è a tutti possibile dedicarsi esclusivamente, e per l'intero anno, allo studio? Noi riteniamo che chi può farlo costituisca oggi assai più l'eccezione che la regola. Ciò significa infatti poter disporre liberamente del proprio tempo senza avere la necessità di un contemporaneo guadagno: il nostro Corso permette a chiunque di studiare a casa propria, nelle ore libere dal lavoro, senza abbandonare o trascurare quest'ultimo. Ciò caratterizza invero anche altri corsi, ma il vantaggio economico diviene notevole ed evidentissimo se si considera che di fronte all'esborso, anche se rateale, di quasi 80.000 lire che i corsi per corrispondenza richiedono, seguendo il nostro Corso la spesa in un anno risulta di poco più di 7500 lire (150 lire alla settimana presso un'edicola) o di 6630 lire totali, con recapito postale, settimanale, delle lezioni a domicilio.

E' superfluo dire che la Modulazione di Frequenza, i transistori, i circuiti stampati, la trasmissione, il telecomando ecc. sono argomenti integrali del Corso e non costituiscono motivo di corsi speciali, aggiunti o particolari.

Le lezioni di questo Corso — a differenza di molte altre — non sono stampate con sistemi di dispensa, a ciclostile, o con sistemi più o meno analoghi, derivanti cioè da un originale battuto a macchina da scrivere; esse sono stampate in uno stabilimento grafico, con chiari caratteri tipografici da cui deriva una assai più agevole lettura e — fattore certamente di non secondaria importanza — un contenuto molto più ampio, corrispondendo una pagina a stampa a tre o quattro pagine di quelle citate. Il lettore avrà, alla fine del Corso, un volume di ben 1248 pagine di grande formato!

Chiunque, indipendentemente dall'età, dalla professione e dalle scuole compiute **può seguire il Corso.** Alle esposizioni teoriche si abbinano numerose, attraenti, istruttive ed utili descrizioni che consentono la realizzazione di ricevitori, amplificatori, strumenti vari e persino di trasmittenti su onde corte.

A questo proposito è sintomatico il fatto che la Direzione non vuole assolutamente assumere la fisionomia di un fornitore o commerciante di materiale radio, rivendendo agli allievi le parti necessarie. Il materiale occorrente l'interessato può acquistarlo dove e come meglio crede e, assai spesso anzi, già ne dispone. Viene così evitato l'acquisto forzoso, caratteristico più o meno di tutti gli altri corsi.

Anche chi è già radiotecnico, anche chi ha seguito o segue altri corsi troverà il massimo tornaconto in questo completo ed aggiornato lavoro. Molte nozioni, è logico, saranno note, altre un po' meno e sarà utile rinfrescarle, e il tutto infine costituirà un manuale di consultazione, prezioso tanto per la teoria esposta quanto per i numerosi schemi, per le tabelle, per i grafici, gli elenchi, i dati, il vocabolario dei termini ecc.

Concludendo, si può affermare che questo **Corso di Radiotecnica** oltre che come insegnamento graduale si presenta come **enciclopedia e rivista assieme** ciò che permette di formare — con modestissima spesa — **il più completo, ricco, utile e pratico volume di radiotecnica di cui sia dato oggigiorno disporre.**

L'ALTA FEDELTA'

Per «fedeltà» di un amplificatore o, meglio di un complesso riproduttore di Bassa Frequenza, si intende, come è noto, la maggiore o minore attitudine del complesso stesso a riprodurre, all'uscita, un segnale amplificato che corrisponda esattamente, nel suo andamento, a quello applicato all'entrata. L'argomento non risulta nuovo al lettore, avendo il termine *Alta Fedeltà* un significato opposto, in certo qual modo, al termine *distorsione*. E noi, abbiamo già trattato esaurientemente dei principali metodi che consentono di eliminare quest'ultima, nonchè degli accorgimenti costruttivi da seguire, negli amplificatori, per evitare l'insorgere di quei disturbi che contribuiscono, in effetti, a ridurre la fedeltà di riproduzione. Potrebbe sembrare perciò superfluo tornare su questo soggetto: in realtà, l'Alta Fedeltà è un argomento che ha dato luogo ad una tecnica, a materiale ed a letteratura a sè, e che, specialmente in questi ultimi anni, ha subìto continue e notevoli evoluzioni ed ha richiamato l'attenzione di una schiera di appassionati sempre più vasta.

In questa lezione considereremo particolari circuiti e tecniche propri dell'Alta Fedeltà, ma, è logico, l'argomento dovrà sempre essere inteso a completamento di quanto già esposto in precedenza. Prima, comunque, è opportuno riassumere i requisiti fondamentali cui deve soddisfare un amplificatore, per poter essere denominato ad Alta Fedeltà.

Requisiti di un amplificatore ad Alta Fedeltà

Un complesso per Alta Fedeltà comprende — generalmente — un giradischi, un preamplificatore equalizzatore, un amplificatore di potenza, un alimentatore, ed uno o più altoparlanti. Attualmente, molti complessi dispongono anche di sintonizzatore AM-FM e di registratore magnetico.

Per ottenere una riproduzione perfetta, occorre che tutte le parti che costituiscono l'impianto siano in certo qual modo selezionate. Infatti, basta che un solo anello della catena sia imperfetto, perchè il segnale, al suo passaggio in esso, venga alterato; per quanto perfetti siano gli stadi successivi, essi non potranno che riprodurre con la massima perfezione tali alterazioni. Inoltre, per la stessa ragione, occorre che anche la sorgente di segnale (disco, registrazione magnetica, ecc) sia ottima. Ci occuperemo in questa sede esclusivamente dell'amplificatore, del preamplificatore, e del sistema di diffusione acustica, partendo dal presupposto che le altre parti del complesso siano in grado di offrire prestazioni di alta qualità.

Nella catena di elementi compresi tra la sorgente del segnale e l'orecchio, l'amplificatore ha, ovviamente, un'influenza preponderante sulla qualità della riproduzione: esso è, inoltre, praticamente l'unico elemento di cui si possono variare a piacimento le caratteristiche più importanti, quali ad esempio la risposta alla frequenza, la potenza, ecc. Nulla infatti, si può fare per modificare le caratteristiche intrinseche, vale a dire originali, del fonorivelatore, della testina del magnetofono o dell'altoparlante: le caratteristiche di tali componenti si possono, in linea di massima, solo correggere.

Negli amplificatori si possono, invece, introdurre dei componenti suscettibili di regolazione, che consentono non solo di adattare tutto il complesso alle caratteristiche proprie di registrazione del disco o del nastro — come già visto a proposito dei circuiti di equalizzazione — ma, anche, alle caratteristiche del locale, nonchè al gusto personale dell'ascoltatore.

Data la sua importanza, esamineremo in primo luogo in modo analitico, le caratteristiche del complesso preamplificatore - amplificatore di potenza.

Si tratta di soddisfare alcuni punti fondamentali riguardanti l'amplificatzione in B.F.; ne abbiamo già considerati diversi in precedenza:

1) bassa distorsione armonica (max. 0,5%);
2) bassa distorsione per intermodulazione (max. 2%);
3) curva di risposta lineare almeno da 30 - 40 Hz a 20 - 25 kHz;
4) minima distorsione di fase;
5) basso livello di fruscio e ronzio;
6) ampia riserva di potenza, per consentire la riproduzione di transitori di potenza anche superiori alla media, senza che per questo l'amplificatore ne risulti sovraccaricato;
7) bassa resistenza di uscita, onde consentire un perfetto smorzamento elettrico dell'altoparlante.

Alla maggior parte dei suddetti requisiti, ed in particolare a quelli riguardanti la distorsione, devono rispondere, naturalmente, tutti gli stadi componenti lo amplificatore; tuttavia, quello al quale si deve dedicare un'attenzione particolare, è lo stadio finale. Esso, infatti, data la notevole potenza che deve fornire, è quello maggiormente soggetto a produrre distorsioni di ogni tipo. Per quanto riguarda il ronzìo ed il fruscìo, sono invece i primi stadi di amplificazione che devono essere presi in particolare considerazione.

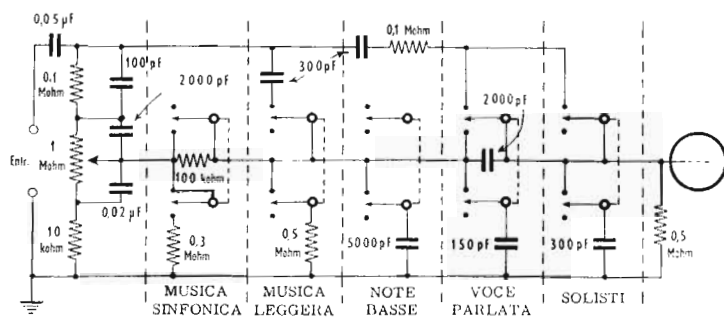



Fig. 1 - Circuito tipico di commutazione per registri di tonalità. Ogni tasto del comando esterno aziona contemporaneamente due commutatori, uniti in figura dalle linee tratteggiate. Ciascuno di essi include, o esclude, un componente resistivo o capacitivo, a seconda delle esigenze. Il meccanismo è congegnato in modo tale che l'abbassamento di un tasto provoca automaticamente il sollevamento di quello precedentemente abbassato.

IL PREAMPLIFICATORE

Abbiamo già detto dei circuiti di equalizzazione, dei controlli di tono separati per le note alte e le note basse, degli adattamenti di impedenza per le diverse sorgenti di segnale, ed infine delle particolarità costruttive per eliminare ronzio e fruscio. A complemento, a proposito dei controlli di tono, considereremo ora i cosiddetti **registri di tonalità**, che sono sempre più diffusi negli apparecchi radio e negli amplificatori moderni, ed i **controlli di tono di tipo controreazionato**: si tratta di particolarità che hanno il loro più vasto campo di applicazione, appunto nel ramo dell'Alta Fedeltà.

Tratteremo, inoltre, della regolazione di volume, **fisiologica**, atta ad annullare l'effetto logaritmico dello orecchio umano, secondo il quale, diminuendo la potenza sonora, le note basse sembrano attenuarsi maggiormente di quelle alte.

Registri di tonalità

Oltre al normale doppio controllo separato dei toni, si possono attuare altri dispositivi che permettono di variare a piacimento la curva di risposta del complesso. Si tratta dei « registri di tonalità » i quali consentono, solitamente mediante una opportuna tastiera, di predisporre la curva di risposta fondamentale dell'apparecchio per un dato genere di riproduzione. Naturalmente, ciò non impedisce di variare ulteriormente tale curva fondamentale, mediante i due controlli continui a potenziometro.

La necessità dei registri di tonalità appare evidente se si pensa che ogni genere di segnale da riprodurre, quale ad esempio, la musica sinfonica, la musica leggera, la voce parlata, ed altri, ha una propria caratteristica di distribuzione di frequenza. Chiariamo meglio questo concetto: la voce umana richiede, per essere riprodotta con chiarezza, che l'amplificatore sia particolarmente predisposto ad accentuare le frequenze centrali della gamma acustica: un eccesso delle frequenze basse determina spiacevoli effetti di rimbombo, mentre un eccesso di quelle alte determina una riproduzione eccessivamente stridente, che accentua le consonanti sibilanti (« s », « c », « z », ecc.). La musica sinfonica, al contrario, data la grande estensione della gamma di note da riprodurre, e la necessità di arricchire i timbri col numero maggiore possibile di armoniche superiori, richiede non solo una banda passante della massima ampiezza, ma, spesso, anche una vera e propria accentuazione delle frequenze estreme. Per la musica leggera, dato il tipo particolare di strumenti che per essa vengono impiegati, spesso è preferibile una accentuazione delle frequenze più alte, ed una certa riduzione di quelle basse.

Vi sono altri tipi fondamentali di curve di risposta, relativi ad altre esecuzioni, tra cui principalmente ricordiamo i registri « musica da camera », « organo », « cantanti solisti » e molti altri.

La predisposizione per l'un genere o per altro si può ottenere mediante l'abbassamento del tasto relativo, che determina una adeguata commutazione nei circuiti di controllo di tono, particolarmente del controllo dei toni bassi, mediante l'inserimento o l'esclusione di resistenze e capacità. I registri di tonalità sono, generalmente, inseriti nel circuito di controllo dei toni bassi, perchè, nei circuiti percorsi da frequenze elevate, i collegamenti necessari alle commutazioni ed agli organi aggiunti aumenterebbero la capacità distribuita, determinando attenuazioni, sempre maggiori con l'aumentare della frequenza.

Alla **figura 1** è riportato un classico tipo di circuito a commutazione per registro di tonalità, provvisto di cinque tasti, ciascuno dei quali aziona un commutatore a due posizioni come indicato nella figura stessa. Il primo tasto, relativo alla « musica sinfonica », comporta, col suo abbassamento, l'inserimento della resistenza da 300 kohm, avente lo scopo di assicurare una risposta adeguata anche col controllo dei bassi al massimo. L'altra sezione del commutatore provvede a cortocircuitare la resistenza in serie da 100 kohm, che è invece inserita nelle altre quattro posizioni della tastiera. Ciò perchè, nella musica sinfonica, si hanno differenze di livello sonoro anche molto forti, tra i « pianissimo » ed i « fortissimo » dell'orchestra, ed è quindi bene sfruttare al massimo la tensione di ingresso. Nelle altre posizioni, non essendoci tale necessità, è presente la resistenza che apporta attenuazione, ed abbassa la dinamica sonora del complesso.

Premendo il tasto « musica leggera », da un lato si inserisce una resistenza in parallelo, da 500 kohm, che attenua le frequenze più basse, e dall'altro si inserisce un condensatore da 300 pF, che permette il passaggio,

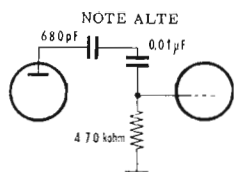



Fig. 2-A - Circuito equivalente del registro di tonalità, quando è inserito il comando delle note alte.

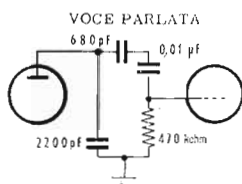



Fig. 2-B - Componenti inclusi nel circuito, in posizione adatta alla sola voce parlata.

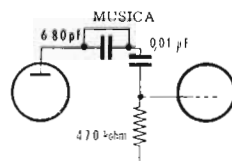



Fig. 2-C - In posizione « Musica », uno dei condensatori in serie al segnale è in corto-circuito.

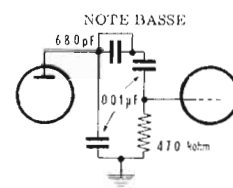



Fig. 2-D - In posizione « Note Basse » viene aggiunto un condensatore che fuga a massa le alte.

e quindi il rinforzo, di quelle più alte. Il registro « bassi » provvede, mediante l'inserimento di un condensatore da 5.000 pF in parallelo, una facile fuga alle frequenze centrali ed alte, e determina quindi una esaltazione relativa di quelle più basse. L'inserimento del tasto « voce », inserisce un condensatore in serie da 2.000 pF, che attenua le frequenze basse, mentre quelle alte vengono diminuite mediante il condensatore in parallelo da 150 pF. Il condensatore da 300 pF in serie alla resistenza da 0,1 Mohm ha l'effetto di esaltare le frequenze centrali. La posizione « solisti » — infine — determina ancora una esaltazione delle frequenze centrali, mediante la resistenza ed il condensatore in serie ora citati, ma esclude il condensatore in serie da 2.000 pF, consentendo così una riproduzione buona, oltre che per i tenori, anche per i bassi, per il diminuire della frequenza estrema inferiore della banda.

Un altro circuito per registri di tonalità verrà da noi considerato nel paragrafo dedicato al controllo fisiologico di volume.

Alla **figura 2-A, B, C e D**, sono indicati i quattro aspetti che assume il circuito di accoppiamento tra stadio amplificatore di tensione e stadio finale, in un tipico apparecchio radio, provvisto di registro di tonalità a quattro posizioni. Non riteniamo necessario alcun ulteriore commento, poichè, osservando la disposizione ed i valori dei condensatori inseriti, è facile comprendere, in base a quanto detto in precedenza, il principio di funzionamento del circuito.

Controlli di tono sulla controreazione

I più classici circuiti per il doppio controllo di tono separato sono, senza dubbio, quelli fino ad ora da noi considerati nelle lezioni precedenti. Si preferisce, tuttavia, in alcuni casi, inserire i controlli di tono nei circuiti di controreazione, nel modo che ora vedremo. Il principale vantaggio che presentano i controlli di tono ricavati sulla controreazione e che non comportano, come quelli tradizionali, una forte attenuazione del segnale di ingresso. Essi sono pertanto preferibili negli amplificatori a poche valvole, che devono sfruttare al massimo tutto il segnale a disposizione. La **figura 3** illustra un circuito classico di questo genere. Quando il potenziometro *P1* è tutto escluso, il condensatore *C1*, calcolato in modo da permettere un facile passaggio ai toni alti, impedendolo invece ai bassi, risulta in cortocircuito, e pertanto anche i bassi riescono a passare. Nell'altra posizione — invece — i bassi non possono essere retrocessi a causa della elevata reattanza della capacità. Di conseguenza, risultano esaltate le sole frequenze più basse.

Il controllo degli alti, ad opera del potenziometro *P2*, è del tutto analogo. Quando la resistenza è esclusa totalmente, gli acuti vengono convogliati a massa, attraverso il condensatore *C2*, la cui reattanza impedisce il passaggio ai bassi. Pertanto, non si ha controreazione, per le note alte, che risultano conseguentemente accentuate. Nell'altra posizione invece, la resistenza inserita impedisce il passaggio agli alti, che vengono quindi regolarmente retrocessi.

Al vantaggio principale di questi controlli di tono, ossia alla minore attenuazione di tensione, si contrappone tuttavia un notevole svantaggio, consistente nella minore efficacia, rispetto ai controlli di tono tradizionali. L'entità della controreazione è, infatti, per quanto spinta, sempre limitata; i potenziometri *P1* e *P2* agiscono non su tutti i bassi e gli alti, ma solo sulla parte che viene retrocessa. La curva di risposta complessiva può pertanto essere variata entro limiti non molto ampi. Inoltre, le frequenze che, per essere accentuate rispetto alle rimanenti, non vengono retrocesse dal circuito di controreazione, risultano, ovviamente, maggiormente distorte, appunto per la mancanza della controreazione relativa.

Controllo fisiologico di volume

Per l'orecchio umano, le differenze di livello sonoro non sono egualmente percepibili a tutte le frequenze. Infatti, una variazione dei toni bassi risulta più rimarchevole di una variazione, in realtà eguale, degli alti. Ne consegue che, dato che il controllo di volume degli amplificatori non è altro che un attenuatore, costituito da un partitore di tensione, come si vede alla **figura 4**, nelle posizioni di minimo livello, le frequenze più basse appaiono all'orecchio umano come molto più attenuate rispetto a quelle alte. La riproduzione a basso volume risulta pertanto eccessivamente acuta e stridente.

Per compensare questo fenomeno, si ricorre ai controlli di volume detti « fisiologici ». Un esempio clas-

Fig. 3 - Esempio di controlli di tono per alte e basse, inseriti nel circuito di controreazione tra l'uscita e lo stadio pilota.

Fig. 4 - Controllo di volume mediante un attenuatore potenziometrico.

Fig. 5 - Esempio di applicazione del controllo fisiologico del volume. Le capacità connesse alle prese attenuano le frequenze alte.

Fig. 6 - In questo caso, C1 e C4 consentono, in parte, il passaggio delle note alte, consentendo una variazione graduale.

sico è riportato alla **figura** 5. Il principio di funzionamento è ovvio: nelle posizioni di volume massimo, i circuiti *RC* collegati alle prese sul potenziometro non agiscono. Abbassando il volume ad intensità media, si introduce il condensatore da 5.000 pF, che attenua le note alte fino ad un certo limite, determinato dalla resistenza da 50 kohm. Per livelli ancora inferiori, la capacità aumenta a 30.000 pF, e la resistenza scende a 10 kohm. Un circuito di maggiore efficacia, data la presenza dei condensatori *C*1 e *C*4 che permettono il passaggio ad una piccola parte degli alti, è indicato alla **figura 6**. A titolo di esempio, riportiamo alla **figura** 7 un circuito con registri di tono inseriti in un controllo di volume fisiologico controreazionato. Non è difficile comprendere l'azione dei diversi commutatori.

L'AMPLIFICATORE

Gli stadi di amplificazione di tensione non presentano, in genere, difficoltà rilevanti per quanto riguarda la fedeltà di riproduzione. In proposito sono da ritenersi sufficienti le norme di cui alle precedenti lezioni, dedicate appunto all'amplificazione di tensione.

Ci occuperemo principalmente dello stadio finale, che, come già si è accennato, è quello che quasi sempre apporta la maggiore distorsione, sia nell'amplificazione vera e propria, che alla sua uscita, vale a dire nel passaggio del segnale attraverso il trasformatore d'uscita.

Inizieremo con qualche cenno in merito ai circuiti invertitori di fase, cenno da considerarsi, bene inteso, in aggiunta alle nozioni già esposte in argomento.

Lo stadio invertitore di fase

Lo stadio finale in controfase — come sappiamo — necessita, per essere pilotato, di due segnali, eguali in ampiezza ma di fase opposta. Tali segnali devono essere ben bilanciati, ossia perfettamente simmetrici, e a basso tasso di distorsione. Lo stadio che si usa allo scopo è l'invertitore di fase, in uno dei tipi a noi noti.

Se si riesce, nel citato stadio, ad avere anche un buon guadagno, ciò va a vantaggio della potenza d'uscita. Un guadagno elevato ha, infatti, la prerogativa di permettere un ridotto numero di stadi, con conseguente minimo spostamento di fase. Ciò comporta, come sappiamo, una maggiore linearità e più elevata stabilità della controreazione.

In certi casi si preferisce ottenere, in tale stadio, un guadagno elevato, anche a costo di una maggiore distorsione, in quanto la stessa viene poi ridotta da una forte controreazione; in altri casi, si preferisce uno stadio che abbia bassa distorsione, e quindi basso guadagno. Uno stadio di quest'ultimo genere è quello, a noi già noto, ad accoppiamento di catodo: il guadagno è basso (circa 25) ma, in compenso, la distorsione è pressochè nulla. Gli altri tipi di invertitori a doppio triodo apportano maggiore guadagno, ma anche maggiore distorsione.

Un invertitore che permette alto guadagno e bassa distorsione è quello riportato alla **figura 8**. Esso è provvisto sia di reazione positiva che di controreazione: è quindi del tipo a reazione mista. Con tale tipo di circuito invertitore, si possono ottenere, con distorsione assolutamente trascurabile, guadagni di tensione di 200 volte. Il guadagno può salire fino a 800 volte, ma in tal caso si ottiene una notevole attenuazione delle frequenze più alte. Con l'impiego di questo stadio amplificatore-invertitore è possibile evitare lo stadio amplificatore di tensione a pentodo, che solitamente precede, specialmente se è previsto l'impiego di un preamplificatore separato.

Lo stadio finale ultralineare

Già ci siamo occupati a fondo degli stadi finali in controfase a pentodo, e ci limiteremo perciò a considerare quei circuiti di tipo particolare, che sono propri esclusivamente degli amplificatori di alta classe.

La stadio finale ultralineare è in parte a noi già noto, poichè era presente nell'amplificatore di potenza descritto alla lezione 110ª. Per comprendere meglio il suo funzionamento, occorre ricordare che lo stadio in controfase utilizzante triodi apporta distorsione molto inferiore a quella dello stadio in controfase impiegante pentodi.

Lo stadio ultralineare, nel quale le griglie schermo si collegano, invece che direttamente alla tensione anodica, a due prese sul primario del trasformatore d'uscita, si comporta come una via di mezzo tra uno stadio a pentodi ed uno a triodi. Oltre a quanto già detto in precedenza, ossia che le prese sul trasforma-

Fig. 7 - Circuito con registri di tonalità, inseriti in un controllo fisiologico di volume: A = controllo delle note basse; B = posizione voce parlata con contatto aperto; C = posizione corrispondente ad una risposta lineare (alta fedeltà) ad interruttore aperto; D = predisposizione per la musica leggera a contatto chiuso; E = potenziometro di controllo fisiologico di volume; F = cantanti solisti con contatto aperto; G = esaltazione bassi a contatto chiuso; H = predisposizione per voce parlata e per cantanti solisti a contatto chiuso. Il terminale « X » fa capo al secondario del trasformatore di uscita (controreazione).

tore d'uscita determinano una controreazione all'interno dello stadio finale, occorre considerare che una parte del carico viene, in questo stadio, ad applicarsi alle griglie schermo. Per questo esso si chiama spesso anche « stadio finale a carico distribuito ». Il collegamento della griglia schermo su di una presa primaria del trasformatore d'uscita comporta, infatti, come caso limite al salire della percentuale di carico comune, l'unione della griglia schermo alla placca: in tal caso il pentodo funzionerebbe, essendo tra loro collegati tali elettrodi, come un triodo. Comunque, occorre avvertire che la parte del primario in comune ai due elettrodi non è mai superiore al 50%. I valori più comuni sono, infatti, del 20%, 40%, e 43%. Quest'ultimo è il più frequente negli amplificatori ad Alta Fedeltà.

Le tabelle 90 e 91, riportate nella lezione 117[a], indicano le condizioni di funzionamento, le potenze ottenibili, e le distorsioni relative, nel caso di stadi finali in controfase dei tre tipi: pentodi connessi a triodo, pentodi a carico distribuito, e pentodi connessi normalmente. Le valvole prese in considerazione sono le più comuni negli amplificatori ad Alta Fedeltà, ossia la EL34, per gli amplificatori di alta potenza, e la EL84 per gli amplificatori di media potenza. Dalle tabelle stesse è chiaramente visibile come, a parità di potenza d'uscita, i circuiti normali apportino una distorsione nettamente superiore a quella dei circuiti ultralineari e dei circuiti a triodo. Essi consentono però di ottenere potenze d'uscita superiori che non nei due ultimi casi.

L'utilità del circuito ultralineare è particolarmente evidente nel caso della valvola EL84 che presenta — in tali condizioni — una distorsione minore che non nel caso della connessione a triodo. La potenza d'uscita ottenibile, ciò nondimeno, rimane notevole, ed è dell'ordine di 12 watt con prese al 43%, e di 15 watt con prese al 20%. I valori di distorsione totale (indicati nella tabella) sono stati ottenuti senza l'impiego di controreazione, eccettuata quella determinata dalla particolare connessione delle griglie schermo nei circuiti ultralineari. Tali valori possono quindi essere notevolmente diminuiti, usufruendo di una reazione che comprenda tutti gli stadi dell'amplificatore, ottenuta solitamente retrocedendo al circuito di catodo del primo o del secondo stadio di amplificazione, parte del segnale presente sul secondario del trasformatore d'uscita.

Il trasformatore d'uscita

Il trasformatore d'uscita è forse il componente più critico di tutto l'amplificatore. Nei suoi confronti non esistono disposizioni circuitali più o meno adeguate per non introdurre distorsioni, essendo queste in relazione alla bontà del materiale ed alla accuratezza della costruzione. In commercio è possibile trovare trasformatori d'uscita di alta qualità: il costo è però relativamente elevato rispetto a quello degli altri tipi.

Il trasformatore d'uscita, se mal progettato o mal costruito, può dar luogo a diversi tipi di distorsione, che non sono eliminabili che con la sostituzione. I principali sono i seguenti:

1) *distorsione di frequenza.* Può essere causata sia da una induttanza primaria insufficiente, che da un valore troppo elevato del flusso magnetico disperso. Un'altra causa può essere l'effetto di risonanza del circuito primario, ad una determinata frequenza compresa nella gamma acustica, o vicina ad essa.

2) *distorsione di fase.* E' causata da uno spostamento di fase, quando la tensione di controreazione è prelevata sul secondario del trasformatore. Di solito questa distorsione si manifesta con oscillazioni spurie alle frequenze elevate, causate da uno spostamento di fase dovuto — a sua volta — ad un alto valore della capacità distribuita e dell'induttanza dispersa.

3) *distorsione armonica e di intermodulazione nello stadio finale.* Essa è dovuta al trasformatore d'uscita quando l'induttanza del primario è troppo bassa, e si determina pertanto, alle frequenze basse, un sovraccarico. Ciò conduce sia alla riduzione dell'impedenza di carico effettiva, che — alle frequenze più basse — alla presenza di un carico parzialmente reattivo. Tali distorsioni possono avere anche una causa totalmente diversa, originandosi da una relazione non lineare tra il flusso e l'intensità del campo magnetico nel nucleo del trasformatore. Queste distorsioni sono sempre presenti, ma si possono ridurre notevolmente facendo in modo che la densità di flusso magnetico permanga al di sotto di un certo limite (normalmente dell'ordine dei 7000 gauss).

4) *distorsione armonica.* Tale distorsione può essere provocata, oltre che da quanto già esposto, da una notevole diminuzione del rendimento complessivo del trasformatore.

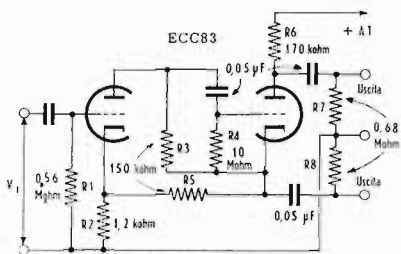



Fig. 8 - Circuito invertitore di fase ad alto guadagno e bassa distorsione, del tipo a reazione mista, ossia positiva e negativa. I due segnali di uscita sono a 180°.

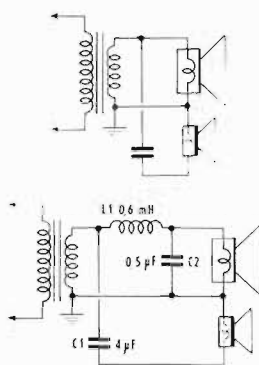



Fig. 9 - Separazione di frequenze acute dalle basse mediante capacità in serie alla bobina mobile.

Fig. 10 - Circuito più complesso e più efficace, con filtro separatore del tipo LC.

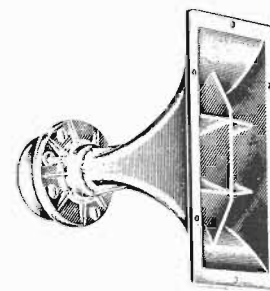



Fig. 11 - Aspetto di un altoparlante a compressione per la riproduzione delle sole note alte (« tweeter »). Si noti la suddivisione della tromba di uscita.

Da queste considerazioni, deriva che un buon trasformatore d'uscita deve presentare le seguenti caratteristiche: elevata induttanza primaria, bassa induttanza dispersa, bassa capacità distribuita, elevato rendimento, densità di flusso magnetico non eccessiva, corretto adattamento di impedenza; di tali caratteristiche, logicamente, si deve tenere debito conto all'atto della progettazione.

Purtroppo, le caratteristiche costruttive atte ad evitare i diversi inconvenienti sono spesso contrastanti tra loro. Una induttanza primaria elevata, ad esempio, implica un considerevole numero di spire: ciò è in contrasto con la necessità di avere resistenza ohmica e capacità distribuita basse. Una densità di flusso magnetico relativamente ridotta comporta la necessità di utilizzare un nucleo di notevole sezione, e aumenta le dimensioni geometriche, con conseguente difficoltà di ottenere una elevata induttanza primaria.

Esponiamo ora alcune particolarità tecniche relative alla costruzione dei trasformatori d'uscita per Alta Fedeltà. L'induttanza dispersa e la capacità propria possono essere ridotte entro limiti tollerabili qualora vengano adottati opportuni accorgimenti nelle esecuzioni degli avvolgimenti. Con tali sistemi, la frequenza di risonanza relativa alla induttanza ed alla capacità suddette, può essere collocata nella gamma delle frequenze elevate. Per una buona curva di risposta dello stadio amplificatore, si richiede che questa frequenza di risonanza raggiunga un valore discretamente alto, in modo da non avere influenza alcuna su quella parte delle frequenze che interessano la gamma acustica.

Il valore dell'induttanza dispersa può essere mantenuto basso prelevando la tensione di controreazione mediante un avvolgimento separato, accoppiato strettamente al primario. Tuttavia, dal momento che il circuito comprendente la bobina mobile dell'altoparlante non risulta, in questo modo, compreso nella catena di controreazione, si è trovato sperimentalmente che i risultati ottenuti non sono interamente soddisfacenti, in quanto il responso dell'amplificatore, alle frequenze più alte, comincia a diminuire prima dei 20.000 hertz. Altri sistemi di realizzazione del trasformatore d'uscita, che hanno dato risultati buoni da qualche punto di vista, ma, complessivamente, inadeguati all'Alta Fedeltà, sono stati provati successivamente, fino a che si è pervenuti alla tecnica, in parte a noi già nota, di suddividere gli avvolgimenti in più parti, ad esempio in dieci parti il primario ed in otto il secondario. Gli avvolgimenti parziali primari vengono poi disposti in serie tra di loro, mentre quelli secondari si dispongono in parallelo, od in serie-parallelo, a seconda dell'impedenza d'uscita che si desidera avere, che è in relazione alle caratteristiche dell'altoparlante che si impiega. Il supporto dell'avvolgimento è suddiviso in due sezioni identiche: entrambe sostengono metà dell'avvolgimento primario suddiviso, nell'esempio citato, in cinque strati, tra i quali sono interposti quattro strati del secondario. Questa suddivisione degli avvolgimenti permette di avvicinarsi il più possibile alle condizioni ideali, ed inoltre, avendosi un'ampia scelta in fatto di prese sia sul primario che sul secondario, è possibile scegliere con una certa libertà sia l'impedenza d'uscita che il punto del primario al quale possono essere collegate le griglie schermo.

GLI ALTOPARLANTI

Nel corso della lezione precedente ci siamo occupati del modo secondo il quale, ad un unico amplificatore, si possono connettere molti altoparlanti. L'impiego di molti altoparlanti si rende necessario non solo quando si vogliano sonorizzare ampie sale o diversi locali contemporaneamente, ma anche nel caso di complessi per locali di soggiorno, quando si desideri pervenire a risultati di ascolto più attraenti e completi, in altre parole, allorchè si vuole passare da un ascolto mediocre ad un ascolto che tende ai risultati della tecnica della Alta Fedeltà. Tutti i complessi per Alta Fedeltà sono, infatti, provvisti di più di un altoparlante, e ciò non tanto per aumentare la potenza, quanto per migliorare la distribuzione dei suoni e la linearità di responso.

Per comprendere ciò, occorre tener conto che è molto difficile poter riprodurre, con un medesimo altoparlante, tutte le frequenze comprese nella gamma acustica. Infatti, gli altoparlanti atti a riprodurre fedelmente le frequenze alte devono avere un cono piuttosto piccolo, comportando ciò una frequenza di risonanza piuttosto alta; per la riproduzione delle frequenze basse, viceversa, è opportuno usare altoparlanti di dimensioni notevoli. Per questa ragione si preferisce adottare, invece che un solo altoparlante atto a riprodurre con fedeltà tutta la gamma delle audiofrequenze

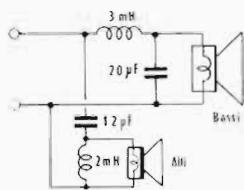



Fig. 12 - Circuito di impiego di un « tweeter », detto « crossover », per altoparlanti in parallelo.

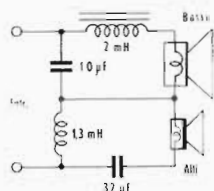



Fig. 13 - Circuito « crossover » analogo al precedente, per altoparlanti in serie.

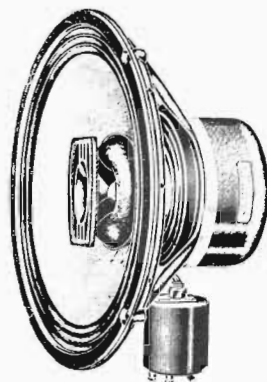



Fig. 14 - Altoparlante bifonico consistente in due unità indipendenti e coassiali.

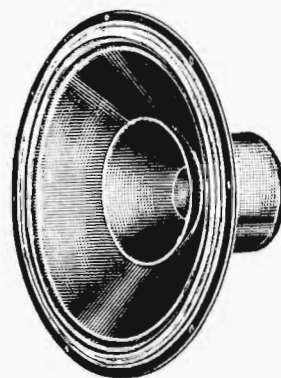



Fig. 15 - Esempio di altoparlante biconico, con una sola bobina e due coni.

— che risulterebbe, per le ragioni esposte, di difficile progettazione e costruzione, e quindi di costo elevato — l'insieme di più altoparlanti, opportunamente disposti. Alcuni di questi, di grandi dimensioni, sono adatti alla riproduzione delle frequenze basse, altri a quella delle frequenze intermedie, ed altri ancora alla riproduzione delle frequenze alte. Naturalmente, occorre che siano presenti opportuni filtri, che provvedono ad inviare ad ogni altoparlante, la parte di segnale che, come gamma di frequenza, gli compete.

Alla **figura 9** è rappresentato un semplice circuito di utilizzazione, costituito da un altoparlante di grandi dimensioni, e da uno di piccole dimensioni. Il condensatore deve avere una capacità dell'ordine di alcuni microfarad (i valori usati in genere sono 2 μF o 4 μF). In tal modo, le frequenze basse non riescono a passare nel circuito dell'altoparlante piccolo, mentre vengono riprodotte regolarmente da quello grande. Questo sistema, molto semplice, consente risultati modesti.

Un circuito capace di fornire migliori prestazioni è quello di **figura 10**. Esso è basato sul principio del precedente, ma vengono aggiunti il condensatore C2 e l'impedenza Z1. In questo modo, la distribuzione delle frequenze è più corretta, in quanto i componenti ora citati permettono alle frequenze più elevate di raggiungere l'altoparlante più grosso: si ha quindi una più netta separazione dei compiti tra i due altoparlanti.

Nei complessi ad Alta Fedeltà, come unità riproduttrice delle frequenze alte, agli altoparlanti a cono sono spesso preferiti altoparlanti del tipo a compressione, muniti di diffusore a tromba, noti col termine americano di **tweeter**. La tromba di diffusione non è del tipo circolare, ma rettangolare, e si presenta suddivisa in diverse cellule, come si vede alla **figura 11**. Per la riproduzione delle frequenze basse si usano sempre altoparlanti a cono, di grande diametro, costruiti con materiali di qualità tale da permettere una perfetta riproduzione delle onde sonore molto lunghe. Essi vengono detti, secondo il termine americano, **woofer**.

I circuiti di figura 9 e 10 per ottenere la divisione del segnale, pur essendo semplici ed efficienti, non sono i migliori. Si utilizzano, generalmente, nei complessi di alta qualità, particolari divisori di frequenza, detti **crossover**. Tali circuiti consentono una selettività massima, per cui al « woofer » pervengono solo le frequenze al di sotto di una certa frequenza centrale, solitamente scelta tra 500 ed 800 Hz, ed al « tweeter » solo le frequenze superiori a quelle centrali. Due circuiti di questo tipo sono indicati alle **figure 12** e **13**. Nel primo caso si tratta di un divisore « crossover » adatto per altoparlanti in parallelo, e nel secondo caso di divisore per altoparlanti in serie. In entrambi i casi, la divisione di frequenza viene ottenuta mediante un'induttanza in parallelo ed un condensatore in serie nel caso del « tweeter », e mediante un'induttanza in serie ed una capacità in parallelo nel caso del « woofer ».

Altoparlanti multipli

Un altoparlante per frequenze basse riproduce con linearità frequenze comprese tra 30 - 40 Hz e circa 5 kHz, mentre un altoparlante di tipo medio, per esempio usato nei radioricevitori, può riprodurre, da solo, le frequenze comprese tra 60 Hz e 12 kHz. Naturalmente, i limiti citati non sono assoluti, e variano — in più o in meno — da tipo a tipo.

Si è tentato, per molto tempo senza successo, di estendere la risposta degli altoparlanti in modo da poter coprire, con uno solo, tutta la gamma acustica. La soluzione è stata trovata solo usando altoparlanti multipli. Essi possono essere di due tipi fondamentali: gli altoparlanti a più unità separate, e quelli a più coni.

Al primo genere appartengono gli altoparlanti bifonici e trifonici, costituiti in realtà da due o tre elementi, totalmente indipendenti l'uno dell'altro, ma montati coassialmente (**figura 14**). Ogni cono ha una sua bobina mobile, e le sue dimensioni sono studiate per una determinata gamma di frequenze. In tal modo si riuniscono in un solo cestello due o tre altoparlanti. Naturalmente, occorre che tra le varie bobine mobili siano presenti opportuni filtri divisori di frequenza, che inviino a ciascuna di esse il segnale adeguato.

Gli altoparlanti a più coni sono invece — in linea di massima — più semplici e meno costosi, pur potendo raggiungere egualmente prestazioni abbastanza buone. Essi sono costituiti da una sola bobina mobile, solidale con i diversi coni, coassiali. Solitamente, è presente un cono di grandi dimensioni, fissato nel suo diametro esterno al bordo metallico del cestello, per la riproduzione delle frequenze medie e basse. Al centro, solidale con esso, è presente un piccolo cono (**figura 15**) che, sia per le dimensioni ridotte, sia perchè ha il bor-

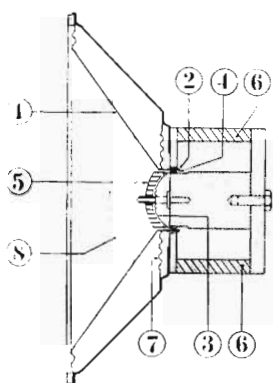



Fig. 16 - Sezione di altoparlante bifonico. 1 = Cono per note basse; 2 = bobina mobile del cono maggiore; 3 = diaframma per frequenze elevate; 4 = bobina mobile del diaframma; 5 = lente acustica divergente; 6 = magnete ad anello; 7 = centratore della bobina 2; 8 = filtro antipolvere.

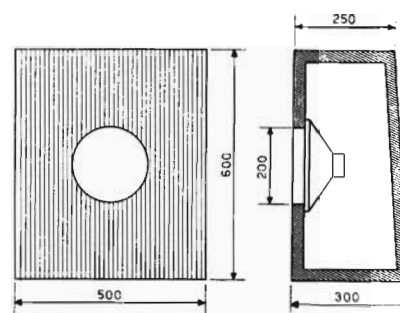



Fig. 17 - Esempio di cassa acustica chiusa per altoparlante. L'energia sonora proveniente dal retro dell'altoparlante viene neutralizzata.

do esterno libero, sia per il materiale di cui è costituito si presta particolarmente per la riproduzione delle frequenze elevate. Con tali altoparlanti si possono ottenere responsi lineari tra 40 Hz e 20 kHz. Una realizzazione molto più elaborata si basa sulla presenza di due distinti coni (uno per le frequenze alte ed uno per le frequenze basse) con relative bobine mobili collocate, coassialmente, nello stesso traferro (**figura 16**): in questo caso, è necessario un filtro divisore delle frequenze, ma la soluzione è certamente delle migliori.

Gli altoparlanti bifonici del primo tipo sono adottati in virtù della semplicità della loro utilizzazione, poichè non richiedono alcun dispositivo di filtro. Il collocamento di un diffusore bifonico è semplice, poichè tutte le frequenze provengono da un'unica direzione, e, dato ciò, non occorre risolvere alcun complesso problema di acustica ambientale.

La diffusione sonora

Come abbiamo visto nella lezione dedicata all'acustica, le onde sonore sono costituite da compressioni e rarefazioni dell'aria. Le compressioni costituiscono le semionde positive, e le rarefazioni le semionde negative. Come è facile intuire, l'altoparlante diffonde contemporaneamente una semionda positiva ad una negativa, una antèriormente al cono e l'altra posteriormente. Poichè queste due onde sono in opposizione di fase, occorre che lo spazio antistante al cono sia separato, a mezzo di una parete rigida, non elastica (schermo piano), da quello retrostante, onde evitare che le due semionde si annullino, parzialmente, a vicenda. Nei normali apparecchi radio è lo stesso mobile che funziona da schermo. Poichè esso è di solito aperto poriormente, si dice che costituisce una « cassa acustica aperta ». Questo sistema presenta il vantaggio di necessitare di minori dimensioni, rispetto allo schermo piano; tuttavia, presenta l'inconveniente che la cassa acustica ha una propria frequenza di risonanza, alla quale le frequenze corrispondenti producono un caratteristico « rimbombo ». Inoltre, le dimensioni della cassa, essendo limitate, non consentono una perfetta riproduzione delle frequenze più basse; l'apertura posteriore non permette un sufficiente smorzamento della massa d'aria, e quindi del cono dell'altoparlante, che ha tendenza ad oscillare in presenza di transitori.

Una soluzione più adeguata ai complessi per Alta Fedeltà consiste nell'impiego di casse acustiche chiuse, al cui interno è disposto un materiale che assorbe le onde sonore generate dal retro del cono. Si ottiene una diffusione delle sole note prodotte dal lato anteriore, evitandosi l'effetto di annullamento citato in precedenza. Alla **figura 17** è riprodotto l'esempio di una cassa acustica completamente chiusa, per altoparlante da 20 cm di diametro.

Il sistema « bass reflex »

La perfetta riproduzione delle note basse è limitata, per quanto riguarda l'altoparlante, dalle dimensioni del cono. E' possibile migliorare il responso alle note basse mediante l'impiego di particolari casse acustiche, dette **bass reflex** (riflessione dei bassi).

Tali casse acustiche, di cui alla lezione che segue diamo alcuni esempi di realizzazione pratica, sono — in linea di massima — analoghe a quelle citate nel paragrafo precedente. L'unica differenza consiste nel fatto che esse, invece di essere completamente chiuse, sono provviste, nella parete frontale, di una apertura di dimensioni opportune, spesso a forma rettangolare. Le cassette « bass reflex », invece di assorbire — nel loro interno — tutte le onde sonore emesse dalla parte posteriore del cono, provvedono a riflettere le frequenze più basse, e le emettono, attraverso l'apertura frontale, *in fase* con quelle emesse dalla parte anteriore del cono. Le frequenze alte e medie vengono invece assorbite.

Il risultato complessivo è un rinforzo delle frequenze basse, come se si fosse usato, con una cassa acustica chiusa, un altoparlante di maggiore diametro. L'ampiezza e la fase dell'onda secondaria, rispetto all'onda principale, dipendono dal volume e dalle dimensioni generali della cassa, dal tipo dell'altoparlante, dalla disposizione e dalle dimensioni dell'apertura frontale. E' per questa ragione che le casse « bass reflex » devono essere progettate con cura, e devono essere adeguate all'altoparlante impiegato. E' utile si possa variare l'area dell'apertura frontale, si da poter accordare la cassa all'altoparlante. A tale scopo, si pratica un'apertura di dimensioni superiori a quelle previste, dotata di una chiusura variabile: determinata la posizione della chiusura, la si fissa solidamente.

COSTRUZIONE di un AMPLIFICATORE D'ALTA FEDELTA'

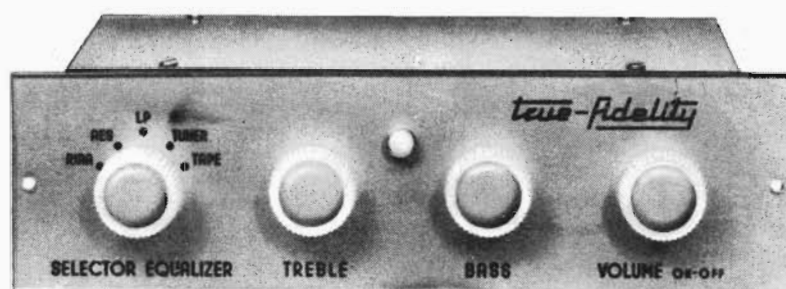



Fig. 1 - Aspetto del preamplificatore interamente montato, e visto dal davanti. Si noti la razionale disposizione dei diversi controlli (tono e volume), e del selettore di ingresso. Gli attacchi per l'ingresso dei segnali sono installati sul retro.

Dopo aver esaminato a fondo i principi che governano l'amplificatore a Bassa Frequenza, ed in particolare quelli che contraddistinguono un amplificatore comune da un vero e proprio amplificatore ad Alta Fedeltà, possiamo suggerire la costruzione del complesso che qui descriviamo. Le sue caratteristiche sono tali da consentire la riproduzione indistorta dell'intera gamma delle frequenze acustiche, e possono essere così riassunte:

Potenza massima di uscita: 10 W
Distorsione massima a piena potenza $<1\%$
Responso lineare da 20 a 20.000 Hz $+2,5 \div -1,5$ dB
Selettore d'ingresso a cinque posizioni
Controllo responso note alte
Controllo responso note basse
Controllo volume
Tre regolatori di ampiezza separati per i canali di ingresso Fono, Sintonizzatore e Registratore.
Valvole impiegate: una 12AU7, una 12Ax7, due 6BQ5 ed una 6Ax5, sostituibili rispettivamente con una ECC82, una ECC83, due EL84 ed una EZ80 (equivalenti).

L'unità è costituita da due telai: il più piccolo contiene esclusivamente il preamplificatore, consistente nella valvola 12AU7 e nei circuiti ad essa associati; il più grande contiene invece l'amplificatore di potenza e l'alimentatore.

Per maggior chiarezza, la descrizione del montaggio è stata suddivisa in due parti, relative appunto alle due unità: ultimata la descrizione delle operazioni di montaggio elettrico e meccanico, viene descritta la procedura per il collaudo di entrambe le sezioni, contemporaneamente.

Prima di iniziare la descrizione, richiamiamo l'attenzione del lettore su quanto già detto a proposito dell'amplificatore ad Alta Fedeltà in genere. Si rammenti che buona parte del risultato dipende esclusivamente dalla cura con la quale è stata effettuata la costruzione. Si proceda dunque con la massima attenzione, verificando ogni componente prima di installarlo. Ciò — come ben sappiamo — eviterà una laboriosa ricerca della causa degli inconvenienti che possono eventualmente manifestarsi in seguito ad un montaggio affrettato ed irrazionale.

Iª PARTE — IL PREAMPLIFICATORE

La **figura 1** illustra l'aspetto del preamplificatore interamente montato, visto anteriormente. E' evidente la razionale disposizione dei comandi, e la caratteristica forma che consente il montaggio in qualsiasi mobile.

DESCRIZIONE del CIRCUITO

La **figura 2** illustra il circuito elettrico completo. Come è facile osservare, il selettore di ingresso — costituito da un commutatore multiplo a tre settori ed a cinque posizioni — permette di predisporre il circuito di ingresso per la riproduzione di dischi registrati con la nota curva R.I.A.A., oppure con la curva A.E.S., oppure per la riproduzione di dischi microsolco. In tutte e tre queste posizioni, il circuito di ingresso fa capo alla presa contrassegnata « pick-up ». Nelle altre due posizioni, invece, il circuito di ingresso fa capo alla presa di collegamento del sintonizzatore,

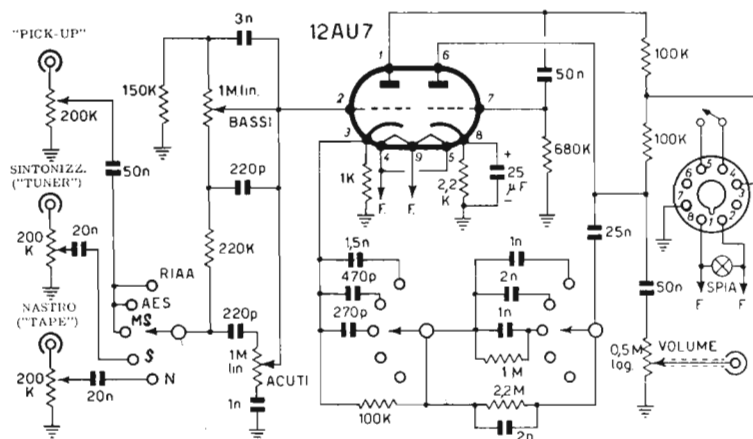



Fig. 2 - Circuito elettrico del preamplificatore SM/4413. Ai tre ingressi è possibile collegare cinque diversi tipi di segnale, a seconda della posizione del selettore. Questo comando varia anche i componenti del circuito di controreazione. Viene alimentato dall'amplificatore di potenza, tramite un cavo multiplo inseribile nello apposito zoccolo « octal ». Per il segnale è previsto un cavo di uscita separato.

o a quella riservata al collegamento con un registratore a nastro.

Qualunque sia la posizione scelta, i commutatori del selettore, solidali tra loro, predispongono la curva generale di responso e la rendono complementare a quella della sorgente diretta o indiretta di segnale, col risultato di un responso effettivamente lineare.

Immediatamente dopo aver superato la selezione di ingresso, il segnale entrante passa attraverso un circuito di controllo del tono, costituito da due potenziometri a variazione lineare, da 1 Mohm, disposti in un circuito ormai noto al lettore.

Il segnale viene inviato sulla griglia della prima sezione della valvola 12AU7, e, dopo questa prima amplificazione, passa sulla griglia della seconda sezione. Infine, viene prelevato sulla placca di questa seconda sezione, tramite un potenziometro logaritmico, da 0,5 Mohm, che costituisce il controllo di volume.

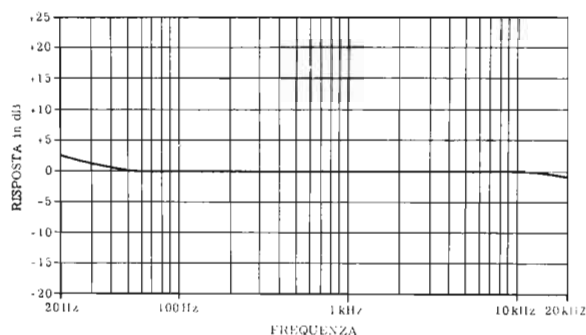



Fig. 3 - Curva di responso alla frequenza, del preamplificatore. La linearità sussiste tra 20 hertz e 20.000 hertz.

Tra la placca del secondo triodo della 12AU7, ed il catodo del primo, è presente una rete relativamente complessa di controreazione, i cui componenti sono commutabili mediante la rotazione del selettore di ingresso. I valori delle resistenze e dei condensatori che la compongono sono stati calcolati appunto per ottenere le curve di responso così come indicato sul pannello, in corrispondenza della manopola relativa. Considerando l'influenza del doppio controllo di tono, appare evidente come, grazie alla presenza di tali controlli, sia possibile ottenere una curva generale di responso conforme ai gusti dell'ascoltatore. Allorchè i due controlli di tono sono in posizione centrale, (ossia in posizione tale da assicurare un'amplificazione uniforme di tutte le frequenze), gli equalizzatori di ingresso ed i componenti la rete di controreazione provvedono automaticamente a predisporre la curva di responso affinchè l'uscita sia lineare tra 20 e 20.000 hertz.

Le diverse tensioni di alimentazione, sia per le placche che per il filamento e la lampada spia, provengono dall'amplificatore di potenza. E' previsto a tale scopò uno zoccolo « octal », al quale viene collegato lo spinotto del cavo multiplo che provvede al trasferimento delle tensioni suddette. Ad evitare la presenza di rumore di fondo, il segnale viene, invece, inviato all'amplificatore attraverso un cavo schermato separato, tramite uno zoccolo apposito.

La **figura 3** illustra la curva di responso, che, come si nota, si allontana dal tratto lineare di + 2,5 dB all'estremità inferiore della gamma, e di — 1,5 dB alla estremità superiore.

Il MONTAGGIO MECCANICO

Non abbiamo molto da aggiungere a quanto detto in precedenza a proposito della costruzione di altre apparecchiature descritte. Tuttavia, data la delicatezza del circuito in rapporto all'alta qualità che in questo caso deve caratterizzare il funzionamento, si raccomanda di seguire scrupolosamente la disposizione dei componenti illustrata alle **figure 4, 5** e **6**. Le prime due rappresentano il telaio del preamplificatore, visto dal lato posteriore del pannello di comando (figura 4), ed in pianta (figura 5). La figura 6 illustra invece l'intero telaio, aperto per maggior chiarezza.

Non è difficile osservare la disposizione dei vari comandi (potenziometri), del commutatore (selettore di ingresso), dei cavi di allacciamento all'amplificatore di potenza, e dello zoccolo portavalvola.

Ad evitare intermittenze nel funzionamento, è bene stringere a fondo tutte le viti che fissano i componenti meccanici. Le linee longitudinali tratteggiate nella figura 6 indicano gli spigoli lungo i quali sono ripiegate le due fiancate del telaietto che supporta il preamplificatore.

Come si nota, la valvola 12AU7, racchiusa in uno schermo metallico che la protegge de eventuali campi esterni, è montata orizzontalmente, in direzione parallela alla lunghezza del telaio.

Il pannello di comando è indipendente dal telaio

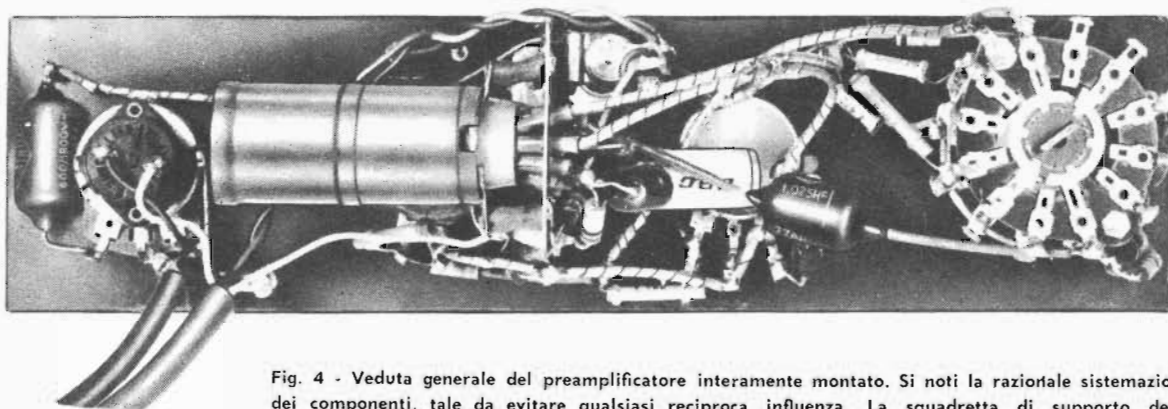



Fig. 4 - Veduta generale del preamplificatore interamente montato. Si noti la razionale sistemazione dei componenti, tale da evitare qualsiasi reciproca influenza. La squadretta di supporto della valvola 12AU7 è perpendicolare al piano del telaio.

vero e proprio, e viene a questo fissato mediante i dadi dei potenziometri. A tale riguardo, precisiamo che detti potenziometri vanno fissati al pannello di bachelite con un solo dado, mentre il secondo viene usato in seguito per il fissaggio al telaio.

Il selettore viene fornito già parzialmente montato. E' opportuno maneggiarlo con molta cura, onde evitare la rottura di qualche terminale dei componenti ad esso fissati. Per facilitarne il montaggio, uno dei terminali, e precisamente quello colorato in giallo, deve essere rivolto verso il basso.

Una volta fissati tutti gli zoccoli, i potenziometri, il selettore, e la squadretta che supporta la valvola, si può iniziare il montaggio elettrico.

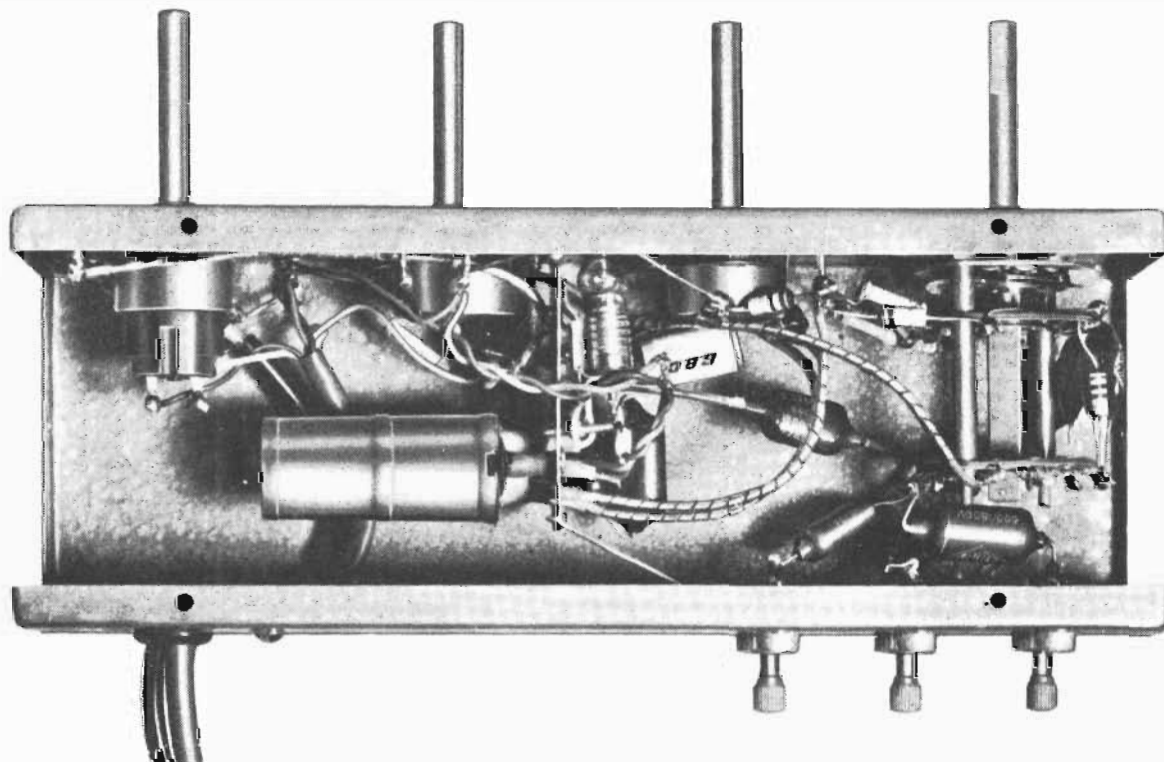



Fig. 5 - Vista in pianta del preamplificatore montato. Sono riconoscibili i componenti, il che facilita notevolmente il montaggio.

IL MONTAGGIO ELETTRICO

Osservando la già citata figura 6, come pure le due figure precedenti, si può notare con la massima esattezza la posizione dei diversi componenti dei circuiti elettrici. Tale posizione deve essere osservata con cura, al fine di evitare discordanze tra le caratteristiche riscontrate e quelle dichiarate. Si tenga sempre presente che, trattandosi di Alta Fedeltà, e non di comune amplificazione di Bassa Frequenza, qualsiasi particolare apparentemente trascurabile può compromettere il risultato finale.

Tutti i collegamenti interamente tratteggiati nella figura 6 devono essere schermati mediante applicazione di una calza metallica esterna, collegata a massa in un punto solo. Il collegamento di massa deve essere eseguito con un conduttore rigido (rame stagnato del diametro di due millimetri): ad esso fanno capo tutti i collegamenti secondari di massa. Ciò, come abbiamo visto in altra occasione, contribuisce ad evitare una delle più comuni cause di rumore di fondo. Si tenga presente che questo è un particolare della massima importanza, in quanto, trattandosi del primo stadio, qualsiasi segnale spurio presente contemporaneamente al segnale utile in uscita, dovrà subire l'ulteriore amplificazione da parte dell'amplificatore di potenza, a tutto danno del risultato finale.

Nell'applicazione dei collegamenti allo zoccolo della valvola 12AU7, si noti che la basetta relativa è rappresentata due volte nella figura 6, e precisamente in

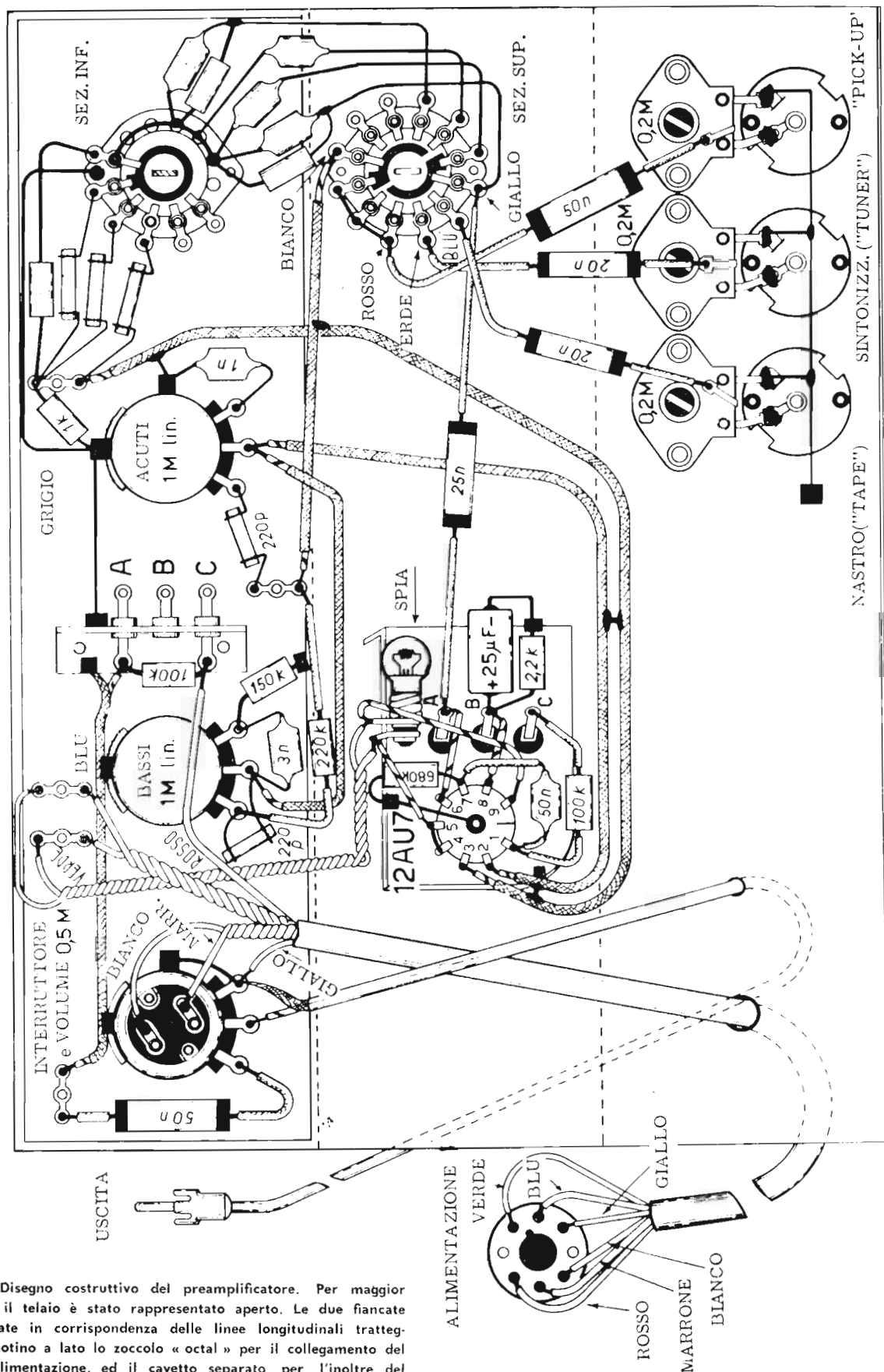



Fig. 6 - Disegno costruttivo del preamplificatore. Per maggior chiarezza, il telaio è stato rappresentato aperto. Le due fiancate sono piegate in corrispondenza delle linee longitudinali tratteggiate. Si notino a lato lo zoccolo « octal » per il collegamento del cavo di alimentazione, ed il cavetto separato per l'inoltre del segnale di uscita all'amplificatore di potenza.

costa sulla zona che illustra posteriormente il pannello di comando, ed in pianta nella zona centrale. Si possono notare i terminali contrassegnati A, B e C, i cui collegamenti corrispondono a quelli recanti i medesimi contrassegni nel disegno centrale.

Dopo aver fissato il cavo multiplo che porta le tensioni di alimentazione, ed il cavetto che porta il segnale all'amplificatore, si può installare il pannello di bachelite nel telaietto, e procedere col montaggio della seconda unità.

II° PARTE — L'AMPLIFICATORE DI POTENZA

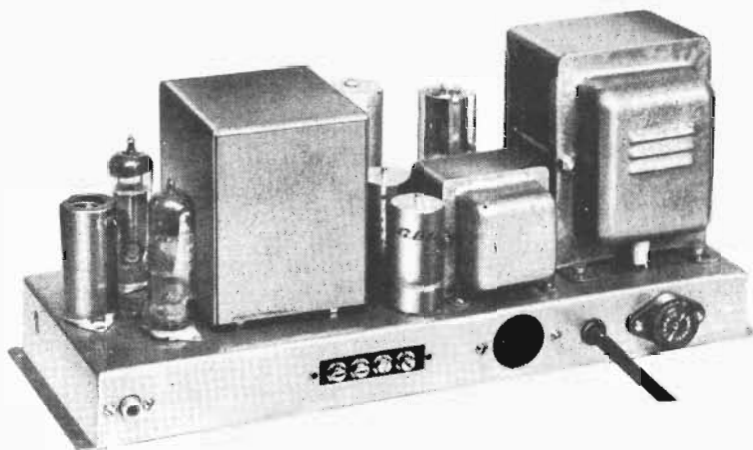



Fig. 7 - Aspetto dell'amplificatore di potenza SM/4412, interamente montato. Il trasformatore e l'impedenza di filtro sono montati con nuclei paralleli; entrambi sono perpendicolari rispetto al nucleo del trasformatore di uscita, onde evitare accoppiamenti. Sono previsti due attacchi applicati al telaio, di cui uno per il collegamento del cavo di alimentazione del preamplificatore, ed uno per l'ingresso del segnale con cavo schermato.

La **figura 7** illustra l'apparecchio nel suo aspetto a montaggio ultimato. La disposizione del trasformatore di alimentazione e dell'impedenza, rispetto a quella del trasformatore di uscita, è tale da evitare qualsiasi pericolo di accoppiamento induttivo. Tali componenti sono inoltre interamente schermati, il che evita la presenza dannosa di flussi dispersi.

DESCRIZIONE del CIRCUITO

Osservando il circuito elettrico, illustrato in **figura 8**, è facile seguire il percorso del segnale. Dal morsetto di ingresso, al quale viene collegata l'uscita del segnale del preamplificatore, esso passa sulla griglia della prima sezione della valvola 12AX7. Dalla placca di quest'ultima prosegue per la griglia della seconda sezione. Mentre il primo triodo agisce semplicemente da amplificatore di tensione, il secondo agisce sia da stadio pilota che da invertitore di fase. Il segnale viene, infatti, prelevato sia sulla placca che sul catodo. Per questo motivo, la resistenza di carico dello stadio invertitore è costituita da due resistenze di eguale valore, ossia di 39 kohm (± 1%), di cui una in serie alla placca ed una in serie al catodo. Ovviamente, dato il potenziale fortemente positivo che detto catodo viene ad assumere rispetto a massa, la griglia del medesimo triodo è stata polarizzata con un potenziale leggermente più negativo, ma anch'esso positivo rispetto a massa. In tal modo tra griglia e catodo sussiste la necessaria polarizzazione.

I due segnali, sfasati tra loro di 180°, passano sulle griglie delle valvole finali, attraverso due condensatori da 0,1 µF, tali cioè da assicurare la minima reattanza alle note basse. Il trasformatore di uscita è del tipo ultralineare, già noto al lettore. La parte in comune dell'avvolgimento primario tra i circuiti di placca e quelli di schermo, è stata calcolata in modo tale da consentire la massima potenza con la minima distorsione.

Il secondario di detto trasformatore di uscita è provvisto di due prese intermedie, mediante le quali è possibile ottenere varie combinazioni di impedenza di uscita. Tra la presa ad 8 ohm rispetto a massa, ed il catodo del triodo di ingresso, è stato inserito il circuito di controreazione, in serie al quale trovasi una resistenza da 47 kohm. Si ottiene in tal modo la retrocessione di una parte del segnale, tale da stabilizzare notevolmente il funzionamento dell'amplificatore, senza tuttavia comprometterne eccessivamente la potenza di uscita. Quest'ultima infatti, che ammonta a 10 watt indistorti, è più che sufficiente per l'ascolto con due ed anche quattro altoparlanti, anche in un locale di dimensioni notevoli.

Il circuito di alimentazione è del tutto convenzionale. Il filtraggio avviene ad opera di una cellula *LC* con due capacità da 50 µF, seguita da due cellule *RC* di disaccoppiamento anodico per separare l'alimentazione della 12AX7 e quella del preamplificatore da quella dello stadio finale, dove le variazioni di corrente sono molto più notevoli.

La polarizzazione delle valvole finali è del tipo catodico, ed il condensatore elettrolitico da 100 µF assicura una buona stabilità della tensione di polarizzazione di griglia.

La **figura 9** illustra la curva di responso, ed è, come si vede, lineare da 20 a 20.000 hertz.

IL MONTAGGIO MECCANICO

Anche questa unità non offre particolari difficoltà di allestimento. Con l'aiuto della figura 7 già citata, e delle **figure 10** e **11**, il lettore non stenterà a riconoscere i diversi componenti da fissare al telaio, sempre rispettandone l'orientamento.

E' importante fissare il trasformatore di uscita in modo che il suo nucleo sia perpendicolare a quello del trasformatore d'alimentazione e dell'impedenza di filtro. Per assicurare ciò, è sufficiente osservare alla figura 8 i collegamenti facenti capo alla basetta di uscita (collegamento bobina mobile) ed al cambio-tensioni. Facendo uscire detti terminali dai medesimi fori presenti sul telaio, l'orientamento resta automaticamente assicurato.

Fig. 8 - Circuito elettrico dell'amplificatore di potenza. Il doppio triodo 12AX7 funge da stadio amplificatore di tensione (prima sezione), e da stadio pilota-invertitore di fase (seconda sezione). Il trasformatore di uscita è del tipo ultralineare, e fornisce, al secondario, tre diversi valori di impedenza di uscita.

Una volta fissati i componenti più ingombranti e pesanti, è senz'altro possibile iniziare il montaggio elettrico. Si rammenti che, ad evitare in seguito la laboriosa ricerca di eventuali inconvenienti, specie di rumori di fondo e vibrazioni, è bene stringere a fondo tutte le viti, assicurando così sia un montaggio rigido, sia un buon collegamento a massa degli schermi metallici.

IL MONTAGGIO ELETTRICO

Anche in questo caso, le figure 10 e 11, oltre naturalmente allo schema di figura 8, sono di valido aiuto per determinare la posizione dei diversi componenti, ed il percorso dei collegamenti.

Si inizierà — come di consueto — con il collegamento di massa, indi con quelli della sezione di alimentazione (rettificazione, cambio-tensioni, filamenti, impedenza, ecc), dopo di che si potrà proseguire nel-

Fig. 9 - Curva di responso alla frequenza dell'amplificatore. Come si nota, è lineare da 20 hertz a 20.000 hertz.

l'ordine preferito. E' essenziale che venga rispettato nel modo più assoluto l'ordine dei componenti illustrato nelle figure. Sappiamo infatti che nulla vale più di un montaggio ordinato, per rintracciare ed eliminare la fonte di eventuali inconvenienti riscontrati in fase di collaudo, o di eventuali guasti dopo un certo periodo di uso.

Nella figura 8 si nota una basetta centrale di ancoraggio a 9 posti, alla quale fanno capo diversi collegamenti. Due degli ancoraggi, e precisamente il primo e l'ultimo, sono collegati direttamente a massa. Verso la parte sinistra della figura, si nota, invece, un terminale multiplo a stella, connesso a massa, al quale fanno capo le masse del trasformatore di alimentazione del preamplificatore, e degli elettrolitici di filtro da 50 μF.

Come si nota, non sussiste alcun pericolo di commettere errori. E' quindi sufficiente una certa attenzione, ed una certa abilità (ormai certamente conseguita) nell'effettuare le saldature, per assicurare il completo successo.

COLLAUDO e MESSA a PUNTO

Una volta terminato il montaggio meccanico ed elettrico di entrambe le unità, si può procedere al collaudo ed alla messa a punto. Si provveda innanzitutto al consueto controllo, ripetuto anche più volte, sulla base dei circuiti elettrici e delle figure del montaggio. E' indispensabile assicurarsi a priori che nessun collegamento sia stato dimenticato, che la polarità dei condensatori elettrolitici si stata rispettata, che non esistano inversioni di collegamento ai piedini delle valvole, ed infine che non esistano gocce di stagno o terminali dei collegamenti che provichino cortocircuiti in punti pericolosi.

A valvole disinserite e ad apparecchio spento, si controlli che il percorso dell'alta tensione non sia in corto circuito (tra i terminali + degli elettrolitici e la massa). Indi, senza inserire la raddrizzatrice, dopo aver inserito le altre valvole, si controlli che i rispettivi catodi diventino regolarmente incandescenti qualche secondo dopo l'accensione. Se tutto è regolare, si può spegnere l'apparecchio, mettere al suo posto la valvola radrizzatrice, collegare in uscita un altoparlante adatto alla potenza dell'apparecchio o un carico ohmico equivalente, e, dopo aver messo a zero il controllo di volume, riaccendere l'apparecchio.

Precisiamo che l'applicazione dell'altoparlante alla uscita, o di un carico equivalente, è indispensabile, in

Fig. 10 - Disegno costruttivo del telaio, interamente montato, visto dal di sotto. E' possibile riconoscere tutti i componenti, la cui disposizione deve essere osservata. Sono indicati i colori della maggior parte dei collegamenti isolati, il che consente di seguire il circuito con la massima facilità, sia agli effetti dei necessari controlli, che in caso di necessità di riparazione. Per mantenere l'esatto orientamento dei trasformatori e dell'impedenza di filtro, è sufficiente che i relativi terminali escano dai fori appositamente previsti, nei colori indicati in figura. Si noti la basetta di ancoraggio a nove posti, nella quale i due contatti laterali sono connessi direttamente a massa. In basso, è visibile la morsettiera di uscita, alla quale fanno capo i quattro terminali del secondario del trasformatore ultralineare. A sinistra, è visibile anche un terminale di massa, del tipo a stella. Si osservi anche l'orientamento degli zoccoli portavalvola, che deve essere rispettato. E' opportuno notare il percorso dei collegamenti recanti corrente alternata, i quali, intrecciati tra loro per neutralizzare il campo magnetico, seguono un percorso tale da evitare l'introduzione di rumore di fondo.

quanto la presenza di un segnale alle griglie dello stadio finale, senza alcun carico al secondario del trasformatore, potrebbe danneggiare gravemente le due valvole finali e lo stesso trasformatore.

La tabella che riportiamo elenca le tensioni misurate ai piedini delle diverse valvole, con uno strumento avente una sensibilità di 20.000 ohm/volt. Tali tensioni possono variare del 10% in più o in meno, sia a causa delle variazioni inevitabili della tensione di rete, sia per la tolleranza delle resistenze (ad eccezione di quelle tarate all'1%), e dello strumento stesso.

Comunque, discordanze superiori al 20% sono certamente dovute ad avaria di qualche componente, o a qualche errore di collegamento. In tal caso è bene disinserire immediatamente la tensione di rete, e procedere di nuovo ad un accurato controllo del circuito.

Fig. 11 - Aspetto dello amplificatore interamente montato, visto dal di sotto. Anche qui sono riconoscibili i diversi componenti

Non ci dilunghiamo ulteriormente sulla procedura di collaudo, in quanto riteniamo che — a questo punto — il lettore sia sufficientemente edotto. Ultimata la verifica delle tensioni, una prima prova di funzionamento può consistere nel ruotare il controllo di volume per ⅓ della sua corsa, e nel toccare con un cacciavite il cursore del medesimo potenziometro. Si deve udire distintamente un forte ronzio emesso dall'altoparlante, o, nel caso che esso sia stato sostituito da un carico equivalente, si deve poter misurare ai capi di detto carico una tensione alternata di qualche volt.

le nozioni aquisite, e di sperimentare direttamente altre eventuali idee che il lavoro stesso gli potrà suggerire.

Ultimato il collaudo, l'apparecchio potrà essere inserito nel suo involucro. A questo punto, sarà sufficiente collegare ad uno degli ingressi l'uscita di un riproduttore fonografico, o di un registratore a nastro, o ancora di un sintonizzatore, per udire in uscita una riproduzione di gran lunga migliore di quella riscontrata con i comuni apparecchi radio o radiogrammofoni. Particolare soddisfazione sarà data dalla possibilità di

Valvole	Piedini								
	1	2	3	4	5	6	7	8	9
12 AU7	35			6,3 ∾		55			6,3 ∾
12 AX7	180			6,3 ∾		95			6,3 ∾
6 BQ5				6,3 ∾	6,3 ∾		300		305
6 BQ5				6,3 ∾	6,3 ∾		300		305
6 AX5		6,3 ∾	280 ∾		280 ∾		6,3 ∾	320	
Connettore	6,3 ∾		150	Rete a c a			massa	6,3 ∾	

Tabella delle tensioni, rilevate in corrispondenza dei piedini degli zoccoli portavalvola, con un « tester » avente una sensibilità di 20.000 ohm per volt. I valori dichiarati possono differire del 10% in più o in meno, in considerazione di eventuali variazioni della tensione di rete, nonchè per la eventuale inesattezza sia dello strumento di lettura che del valore delle resistenze, dovuta alla tolleranza ammessa.

Questo apparecchio non necessita — in pratica — di alcuna messa a punto, in quanto i componenti forniti con la scatola di montaggio sono già stati selezionati in modo da garantire le caratteristiche di funzionamento enunciate. Tuttavia, colui che volesse effettuare il controllo di tali caratteristiche, potrà, sulla scorta di quanto costituisce la lezione 113ª, verificare sia la curva di responso, che la potenza di uscita a pieno carico.

Al lettore che — durante lo svolgimento di questo Corso — si sia attrezzato con il generatore di Bassa Frequenza, col voltmetro a valvola e con l'oscillografo a raggi catodici, suggeriamo senz'altro di effettuare tali rilievi. Per quanto — ripetiamo — ciò non sia indispensabile, in quanto il materiale fornito e le parti premontate sono tali da evitare qualsiasi discordanza con le caratteristiche dichiarate, l'operazione risulterà particolarmente utile dal punto di vista didattico. Il costruttore avrà così occasione di mettere in pratica

variare il timbro della riproduzione col doppio controllo di tono

Facciamo comunque presente che, per sfruttare a fondo le caratteristiche di questo amplificatore, sarà bene collegare all'uscita un buon altoparlante, possibilmente montato in un apposito mobile, del tipo che descriviamo nella lezione che segue.

Volendo usare l'amplificatore con un microfono di buona qualità, (e quindi di sensibilità inferiore a quella dei microfoni di tipo corrente), sarà opportuno usare un ulteriore stadio di preamplificazione separato, ed alimentato indipendentemente, tale cioè da fornire un'uscita di qualche diecina di millivolt, che potrà essere collegata alla presa destinata al sintonizzatore, la cui curva di equalizzazione è lineare. Uno stadio di questo tipo è di facile realizzazione: basta infatti consultare la tabella 68, pubblicata a pagina 498. L'equalizzatore di ingresso dipende dal tipo di microfono, e la capacità di uscita deve essere di 20.000 pF.

DOMANDE sulle LEZIONI 115ª e 116ª

N. 1 —
Quale è la massima distorsione ammessa generalmente in un amplificatore ad Alta Fedeltà, perchè possa essere considerato tale?

N. 2 —
Per quale motivo gli amplificatori ad Alta Fedeltà sono — di solito — di potenza relativamente elevata?

N. 3 —
Per quale motivo i trasformatori di uscita sono calcolati in modo da dare una impedenza di uscita molto bassa?

N. 4 —
A cosa servono, in un amplificatore ad Alta Fedeltà, i controlli di tono a registri?

N. 5 —
Per quale motivo esistono i controlli fisiologici di volume?

N. 6 —
Quale è la funzione del controllo fisiologico di volume?

N. 7 —
Cosa si intende correntemente, per trasformatore di uscita del tipo ultralineare?

N. 8 —
Per il primario di un trasformatore di uscita ultralineare, qual'è la percentuale che può essere considerata massima per ciò che si riferisce alla parte in comune tra il circuito di placca e quello schermo?

N. 9 —
In quale modo si ottengono, in un trasformatore di uscita, la minima dispersione di flusso e la massima simmetria?

N. 10 —
Cosa si intende per distorsione di intermodulazione? Quando si verifica?

N. 11 —
Per quale motivo i complessi di riproduzione sonora di qualità elevata constano generalmente di altoparlanti di diverse dimensioni, collegati attraverso opportuni filtri alla medesima uscita dell'altoparlante?

N. 12 —
In quale modo è possibile evitare che le componenti a frequenza molto bassa del segnale di uscita raggiungano la bobina mobile dell'altoparlante destinato alla riproduzione delle sole note acute?

N. 13 —
Cosa si intende per « tweeter »?

N. 14 —
Cosa si intende per « woofer »?

N. 15 —
Nel preamplificatore descritto alla lezione 116ª, tra quali punti è inserito il circuito di controreazione?

N. 16 —
Per quale motivo tra il preamplificatore e l'amplificatore di potenza, il cavo che porta il segnale non è unito a quelli che portano le tensioni di alimentazione?

RISPOSTE alle DOMANDE di Pag. 905

N. 1 — L'intensità minima che un suono deve avere per poter essere percepito dall'orecchio umano normale. Corrisponde a 0 dB, ed a 10^{-10} $\mu W/cm^2$.

N. 2 — Il decibel esprime un livello di energia, il phon esprime invece un livello di sensazione.

N. 3 — A misurare il livello di intensità di suoni semplici o complessi, a seconda delle possibilità dello strumento.

N. 4 — La restituzione delle onde sonore da parte di un ostacolo che le intercetta, con un certo angolo: l'angolo di riflessione è eguale a quello di incidenza.

N. 5 — Quando passa da un mezzo di propagazione ad un altro avente diverse caratteristiche fisiche.

N. 6 — Un quindicesimo di secondo.

N. 7 — Il tempo durante il quale il suono emesso dalla sorgente diminuisce di 60 dB di intensità.

N. 8 — I materiali assorbenti tendono ad impedire la riflesione delle onde sonore.

N. 9 — Un generatore di segnali sinusoidali o ad onda quadra, un oscillografo, un voltmetro a valvola, ed un « tester ».

N. 10 — Applicando tra griglia e massa un segnale di ampiezza adeguata alle caratteristiche di funzionamento, ed osservando il segnale di uscita con un oscillografo. Si controllano così, in uscita, le variazioni di forma e di ampiezza del segnale entrante.

N. 11 — Orientandolo in vari sensi, fino ad ottenere la scomparsa del rumore di fondo.

N. 12 — Facendo funzionare l'apparecchio con ingresso in corto - circuito, ed osservando il segnale di uscita di ogni stadio, iniziando dall'ultimo.

N. 13 — Se esiste dispersione, l'oscillografo rivela ronzìo sulla placca e sul catodo, e non sulla griglia.

N. 14 — Verificando che ai capi dei condensatori di fuga non esista alcun segnale, e che tra i due poli di un condensatore di accoppiamento e la massa, il segnale abbia invece un'ampiezza pressochè eguale.

N. 15 — La frequenza dell'onda quadra deve essere pari a un decimo della massima frequenza sinusoidale passante. In altre parole, la frequenza massima che può passare senza attenuazione apprezzabile è pari a dieci volte la massima frequenza dell'onda quadra che appare indistorta all'uscita.

N. 16 — Diminuendo il valore della resistenza di carico dello stadio. Se ciò non è possibile, conviene inserire nel circuito anodico delle componenti induttive (bobine di picco).

N. 17 — Neutralizzando, in uscita, la frequenza fondamentale del segnale entrante, e misurando l'ampiezza del segnale residuo. Il rapporto tra il segnale di uscita globale, ed il segnale di uscita residuo, permette di calcolare la percentuale di distorsione armonica.

N. 18 — Rilevando la curva con i controlli in posizione intermedia (curva lineare), e, successivamente, con le diverse posizioni estreme.

Nella lezione dedicata alla costruzione di amplificatori di Bassa Frequenza, ed in quella relativa all'argomento dell'Alta Fedeltà, abbiamo considerato i principi generali del trasformatore di uscita del tipo detto « ultralineare ». Sappiamo dunque che, collegando le due griglie schermo dei due pentodi finali di uno stadio in « push-pull » a prese intermedie, simmetriche rispetto al centro, del primario del trasformatore di uscita, si ottiene una controreazione che ha il ben noto effetto di estendere la gamma entro la quale il responso alla frequenza è lineare, e di migliorare la forma d'onda del segnale di uscita, correggendo le eventuali alterazioni da esso subite durante il processo di amplificazione.

Le due tabelle che qui riportiamo sono appunto riferite alla percentuale di distorsione derivante dall'impiego di uno stadio finale in « push-pull », con due tipi di valvole di diversa potenza, impiegate sia nel collegamento a triodo, sia nel collegamento a pentodo, sia con trasformatore di uscita a prese, del tipo citato.

Osservando attentamente dette tabelle, è facile notare l'influenza del collegamento delle griglie schermo alle prese intermedie del primario, nei confronti della potenza e della percentuale di distorsione.

Con due valvole del tipo EL34, adatte per potenze relativamente elevate, è possibile ottenere una distorsione massima dell'1% a 30 watt di uscita, con trasformatore ultralineare, contro il 3,8% alla medesima potenza con circuito convenzionale. Una interessante particolarità è data inoltre dall'impiego di due valvole del tipo EL84 (per potenze di uscita minori che non con le EL34): con esse — infatti — usufruendo di una minima potenza di uscita (ad esempio 5 watt), si ottiene, con trasformatore ultralineare, una distorsione perfino inferiore a quella ottenibile con collegamento a triodo.

TABELLA 90 — PERCENTUALE di DISTORSIONE di DUE VALVOLE EL34 FUNZIONANTI in « PUSH-PULL », a SECONDA del CIRCUITO di IMPIEGO.

Tipo di funzionamento	Condizioni di funzionamento					Distorsione totale in % a			
	V_a (V)	V_{g2} (V)	R_k (Ω)	R_{a-a} (kΩ)	R_{g2} (Ω)	10 W	14 W	20 W	30 W
collegamento a triodo	400	(*)	470 ciascuna valvola	10	(*)	0,5	0,7	—	—
circuito ultralineare, 43 % di avvolgimento primario in comune	400	400	470 ciascuna valvola	6,6	1000 ciascuna valvola	0,6	0,7	0,8	1
collegamento a pentodo	375	375	130 in comune	3,4	470 in comune	1,5	1,9	2,5	3,8

TABELLA 91 — PERCENTUALE di DISTORSIONE di DUE VALVOLE EL84 FUNZIONANTI in « PUSH-PULL », a SECONDA del CIRCUITO di IMPIEGO.

Tipo di funzionamento	Condizioni di funzionamento					Distorsione totale in % a		
	V_a (V)	V_{g2} (V)	R_k (Ω)	R_{a-a} (kΩ)	R_{g2} (Ω)	5 W	10 W	15 W
collegamento a triodo	300	(*)	150 in comune	10	(*)	1	—	—
circuito ultralineare, 20 % di avvolgimento primario in comune	300	300	270 ciascuna valvola	6,6	47 ciascuna valvola	0,8	1,0	1,5
circuito ultralineare, 43 % di avvolgimento in comune	300	300	270 ciascuna valvola	8,0	47 ciascuna valvola	0,7	0,9	—
collegamento a pentodo	300	300	270 ciascuna valvola	8,0	47 ciascuna valvola	1,5	2,0	2,0

CASSE ACUSTICHE per ALTOPARLANTI

Come si è detto nella lezione dedicata all'Alta Fedeltà, per trarre il massimo vantaggio dall'elevata qualità dei segnali disponibili all'uscita di un amplificatore del tipo descritto alla lezione precedente, è necessario utilizzare ottimi altoparlanti, montati con quegli accorgimenti che si richiedono per rendere uniforme la energia erogata: in altre parole, la potenza sonora emessa dall'altoparlante deve seguire quantitativamente e qualitativamente l'andamento dei segnali elettrici ad esso forniti. In caso contrario, le alterazioni introdotte dal mezzo di riproduzione tendono a neutralizzare le prerogative dell'amplificatore impiegato.

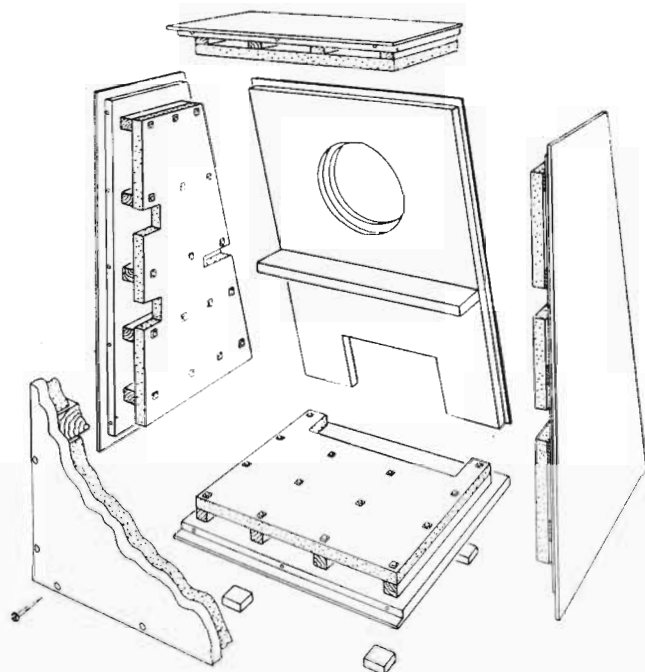



Fig. 1 - Disegno costruttivo di una cassa acustica « bass reflex » del tipo descritto. Si noti la disposizione degli strati di materiale assorbente, che vengono posti ad una certa distanza dalle pareti.

La realizzazione delle casse acustiche per altoparlanti è da tempo oggetto di studi e di ricerche da parte di tecnici ed amatori che seguono attentamente i progressi nel campo dell'Alta Fedeltà. Sono state enunciate complesse formule di calcolo, ed i principi in base ai quali è possibile determinare le caratteristiche dimensionali di queste casse, in relazione a quelle dello altoparlante che si desidera usare. Tuttavia, per semplificare il compito al lettore, evitando calcoli complessi la cui elaborazione richiederebbe un'applicazione notevole, presentiamo alcuni esempi pratici di realizzazione, con dati costruttivi, in modo che chiunque possa effettuare la costruzione, dopo aver fatto la scelta secondo le proprie esigenze.

Si tratta di tre esempi di casse acustiche, adatte alle caratteristiche di altoparlanti la cui potenza nominale è conforme alla necessità di impiego, in unione allo amplificatore citato.

Premettiamo che, per ottenere il miglior risultato, è opportuno seguire scrupolosamente le caratteristiche costruttive, sia per quanto riguarda le dimensioni, sia per quanto riguarda i materiali impiegati. Al fine di evitare qualsiasi vibrazione parassita, che comprometterebbe seriamente il risultato introducendo suoni che nulla hanno a che fare con i segnali provenienti dallo amplificatore, la costruzione deve essere della massima solidità. I diversi pannelli costituenti le pareti devono essere della massima robustezza. Le pareti devono essere di legno compensato, dello spessore di 20 mm: il fissaggio avviene mediante incollatura, ed è completato da viti mordenti.

Il materiale assorbente, disposto parallelamente alle pareti interne, deve essere applicato nel modo indicato, poichè, variandone la posizione, lo spessore o il sistema di fissaggio, verrebbe variata anche la frequenza caratteristica di risonanza della cassa, a tutto danno del risultato finale.

In tutti gli esempi descritti sono state abbinate le unità di riproduzione delle note alte e di quelle basse, per cui il mobile, completato, e così come descritto, è sufficiente di per se stesso ad una riproduzione di qualità elevata di tutta la gamma delle frequenze acustiche.

1° Esempio: cassa acustica per altoparlante biconico

Si tratta di una cassa acustica studiata per l'altoparlante Philips Mod 9710 - M, le cui caratteristiche sono le seguenti:

Potenza nominale	10 W
Campo di frequenze	da 40 a 20.000 Hz
Diametro del cestello	215 mm
Diametro utile del cono	180 mm
Profondità massima	114 mm
Induzione magnetica	8.000 gauss
Flusso magnetico	97.000 maxwell
Impedenza della bobina mobile a 1.000 Hz	7 ohm

Questo modello consente una riproduzione uniforme di tutte le frequenze acustiche. Inoltre, l'inclinazione della generatrice del cono minore rispetto all'asse, è tale da assicurare un ampio raggio di distribuzione delle frequenze più acute, tale da uniformare il livello in qualsiasi punto di un locale di dimensioni normali. E' consigliabile l'installazione in un angolo.

L'impedenza della bobina mobile è tale da poter essere adattata, con buona approssimazione, all'uscita a 8 ohm dell'amplificatore descritto. Questo tipo di altoparlante è — ripetiamo — biconico, ossia provvisto di due coni, entrambi solidali con un'unica bobina mobile.

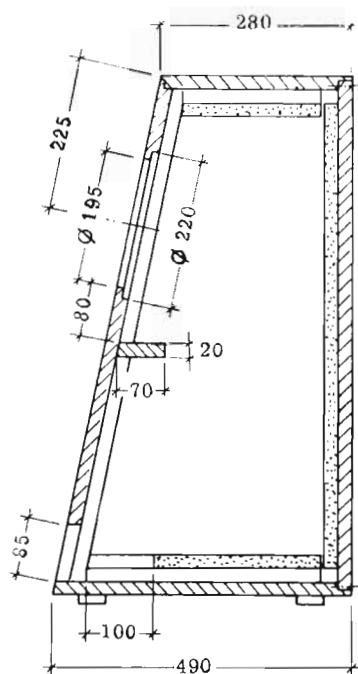



Fig. 2 - Sezione laterale della cassa acustica del primo esempio. Le zone tratteggiate sono in legno compensato o tavolato da 20 mm; quelle punteggiate rappresentano il materiale assorbente.

Come sappiamo, il cono di dimensioni maggiori provvede a fornire la potenza acustica sulle frequenze più basse, mentre il cono centrale, di dimensioni minori, ha caratteristiche tali da assicurare una riproduzione altrettanto fedele delle note più acute.

La **figura 1** illustra i principi costruttivi della cassa acustica in questione. I pannelli di materiale assorbente, sagomati in modo da non impedire il montaggio delle diverse parti, sono fissati ad una certa distanza dalle pareti stesse. Le due pareti laterali hanno una forma trapezoidale. In tal modo, tenendo verticale il pannello posteriore di chiusura (l'unico non incollato

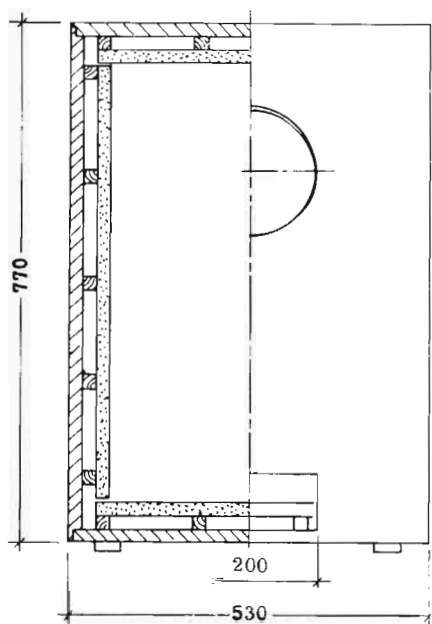



Fig. 3 - Vista frontale della medesima cassa acustica. Si noti il particolare dell'applicazione di materiale assorbente alle pareti laterali, mediante distanziatori realizzati con listelli di legno. L'apertura rettangolare in basso ha una larghezza di 200 mm, ed un'altezza di 85 mm.

e fissato esclusivamente mediante viti, per poter accedere all'interno della cassa), il pannello frontale resta leggermente inclinato verso l'alto.

Un altro particolare degno di nota sono i quattro piedini di legno o — meglio ancora — di gomma, installati ai quattro angoli della base. Essi consentono di appoggiare la cassa acustica al suolo o su di un altro mobile, evitando il contatto diretto tra la superficie esterna della base e la superficie di appoggio. Ciò comprometterebbe il rendimento.

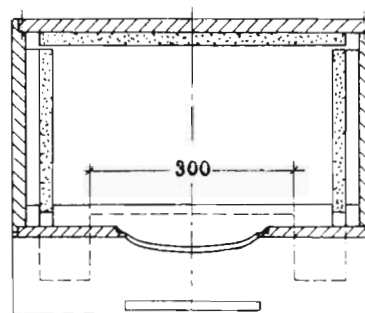



Fig. 4 - Sezione in pianta della cassa acustica per altoparlante biconico. Si può notare, come in figura 2, che il materiale assorbente della parete posteriore aderisce alla parete stessa, diversamente da quello delle pareti laterali, inferiore, e superiore.

La forma della cassa è dunque tale che, grazie alla caratteristica di propagazione delle diverse frequenze, le note gravi vengono percepite uniformemente in qualsiasi punto del locale in cui essa è installata, mentre le note acute, che, come sappiamo sono più direzionali, vengono rivolte leggermente verso l'alto, ossia in direzione della testa di un eventuale ascoltatore, posto alla distanza di due o tre metri. Data la potenza relativamente bassa dell'altoparlante adottato, esso è sufficiente per consentire l'ascolto in un locale avente dimensioni massime di 100 - 150 metri cubi. In un simile locale, le distanze tra le pareti non possono essere tali da consentire fenomeni apprezzabili di riflessione. Di conseguenza, le note più acute (ci riferiamo in particolare a quelle la cui frequenza è superiore agli 8.000 Hz), nonostante la loro spiccata direzionalità, vengono percepite egualmente da un ascoltatore dislocato al di fuori dell'asse dell'altoparlante, e ciò proprio per merito dell'inevitabile riflessione del suono. La sensazione di una nota acuta e riflessa (ossia non diretta), non viene distinta da quella delle note dirette per il tempo minimo di riflessione.

La **figura 2** illustra il mobile visto lateralmente. I bordi esterni, tratteggiati, rappresentano le pareti in legno compensato o tavolato dello spessore di 20 mm. Le zone punteggiate, visibili internamente, rappresentano invece il materiale assorbente — necessario per ottenere le caratteristiche desiderate — consistente in lana di vetro in strati dello spessore di 25 mm. Come si nota, le pareti sono semplicemente accostate, e vengono fissate l'una all'altra senza necessità di incastri. Ovviamente — ripetiamo — per attribuire alla cassa la massima solidità, l'unione deve essere ulteriormente migliorata mediante l'introduzione di viti di ottone.

Sulla parete frontale inclinata (visibile in sezione laterale nella figura 2), sono praticate le aperture: una di esse, e precisamente quella superiore, è rotonda, ed ha un diametro di 195 mm. Quella inferiore, che consente l'utilizzazione delle fasi opposte delle vibrazioni provocate dalla parte posteriore del cono, è rettango-

lare. Le sue dimensioni sono di mm 200 x 85, ed il lato inferiore da 200 mm (orizzontale), coincide con la superficie della base.

La **figura 3** illustra la parte frontale; la metà di sinistra è vista in sezione per illustrare la disposizione interna degli strati assorbenti.

La **figura 4** illustra infine la cassa, vista in sezione dall'alto. Come si può notare, l'apertura circolare in corrispondenza della quale viene fissato l'altoparlante, è munita di una protezione convessa verso l'esterno, costituita da tela semirigida, a trama non eccessivamente fitta, onde non smorzare troppo le variazioni di pressione dell'aria provocate dalle vibrazioni del cono dell'altoparlante. Un particolare degno di nota, facilmente osservabile nelle figure 2 e 4, è il fatto che il materiale assorbente del pannello posteriore, è fissato direttamente sul pannello stesso, e non a distanza come quello applicato alle altre pareti. Altro particolare notevole è il fatto che il pannello frontale è, invece, privo di materiale assorbente.

I pannelli di materiale assorbente sono di lana di vetro, oppure di comune ovatta, del tipo usato per l'imbottitura delle poltrone. In questo secondo caso, però, lo spessore dovrà essere di almeno 35 mm, in luogo dei 25 sufficienti per la lana di vetro. Tale spessore va inteso non in riferimento al solo materiale, bensì al materiale chiuso tra due pareti di tela di sacco, cucita sui bordi e trapuntata. In tal modo si evita che — col tempo — esso si sfaldi o si sposti, cadendo sulla superficie interna della base di appoggio.

Dopo aver effettuato il taglio delle sei pareti, il montaggio della cassetta (ad eccezione del pannello posteriore, che deve essere asportabile), si provvede ad installare internamente l'altoparlante, centrandolo perfettamente rispetto al foro circolare. Il fissaggio deve essere effettuato in modo elastico, ossia isolando meccanicamente l'altoparlante dal pannello di legno, mediante guarnizioni di gomma sia ai lati dello spessore del cestello, ossia tra la testa della vite ed il cestello stesso, che tra questo ed il pannello di legno, come pure intorno alla parte della vite che attraversa il bordo del cestello.

I pannelli assorbenti vanno fissati alle pareti mediante distanziatori costituiti da listelli di legno di lunghezza appropriata, aventi una sezione di 6 x 12 millimetri.

Terminato il montaggio, non resta che saldare allo altoparlante il cavo di collegamento per l'amplificatore (che può essere un comune cavo in gomma bipolare, avente una sezione di 2 x 0,75 mm). Detto cavo potrà passare all'esterno attraverso un foro di diametro appena sufficiente, praticato verso il basso nel pannello posteriore di chiusura. Meglio ancora, si potrà applicare una presa a detto pannello, alla quale, dall'esterno, farà capo una spina collegata al terminale del cavo di allacciamento.

Dopo averla chiusa mediante l'applicazione del pannello posteriore, facendo attenzione che non rimangano fessure lungo il perimetro di appoggio, l'intera cassa potrà essere verniciata o ricoperta di materiale come stoffa, pegamoide, plastica, o altro, conformemente ai gusti del costruttore.

2° Esempio: cassa acustica per due altoparlanti, di diverso diametro.

Si tratta, in questo caso, di un mobile studiato per l'impiego con un altoparlante tipo SP - 251 (per le note basse), ed uno del tipo SP - 92 per le note alte, entrambi di produzione Geloso.

Le caratteristiche dei due tipi di altoparlanti sono le seguenti:

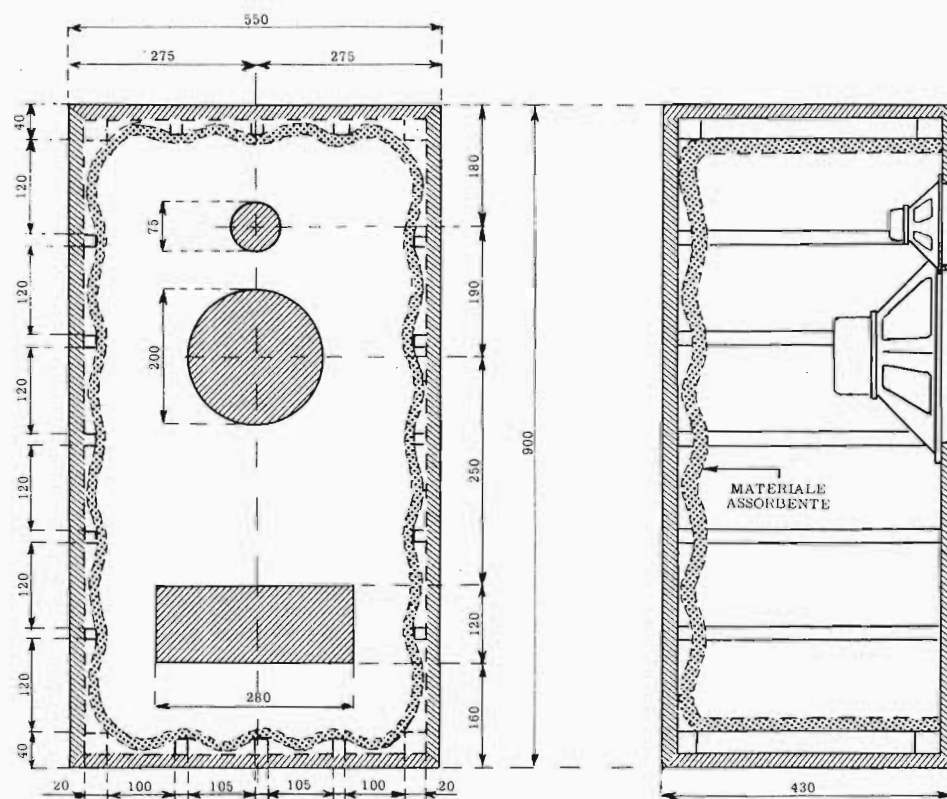



Fig. 5 - Disegno costruttivo della cassa acustica per due altoparlanti (secondo esempio). Notare la diversa disposizione degli strati di materiale assorbente. Le quote riportate devono essere mantenute tali al fine di ottenere le caratteristiche di funzionamento volute. Il collegamento può avere luogo tramite un cavo flessibile, che esca dalla parete posteriore, in basso, o tramite una presa applicata alla medesima parete.

	SP - 251	SP - 92
Potenza nominale . .	6 W	1 W
Diametro est. max . .	233 mm	90 mm
Campo di frequenze .	50 ÷ 10.000 Hz	2.000 ÷ 15.000 Hz
Impedenza bobina mobile	5 ohm	5 ohm
Magnete	Alnico V	Alnico V
Flusso magnetico . .	51.000 maxwell	17.000 maxwell
Induzione nel traferro	10.300 gauss	10.000 gauss

La **figura 5** illustra la sezione frontale e laterale della cassa. Come si nota, nel pannello frontale sono presenti tre aperture: una rettangolare, in basso, da mm. 280 x 120, e due circolari, di cui una da 200 mm di diametro (poco al di sopra del centro, per l'altoparlante maggiore), ed una da 75 mm di diametro (in alto, per l'altoparlante più piccolo).

In questa realizzazione, il materiale assorbente (lana di vetro, spessore mm 25, oppure ovatta, spessore mm 35, in ogni caso trapuntata), aderisce perfettamente, mediante incollatura, alle pareti superiore ed inferiore, mentre è ondulato rispetto alla parete posteriore ed a quelle laterali, grazie alla presenza di listelli di legno.

Valgono anche qui le regole costruttive enunciate nell'esempio precedente. Si tenga presente che, in questo caso, la dissipazione massima dei due altoparlanti ammonta complessivamente a circa 6 W (potenza nominale). Le due bobine mobili devono essere connesse in parallelo tra loro, interponendo però un condensatore a carta da 1 μF in serie alla bobina dell'altoparlante più piccolo. Di conseguenza, volendolo, si potranno collegare anche due di tali cassette all'uscita dell'amplificatore descritto. In tal caso, connettendole in parallelo, l'impedenza totale risulterà di circa 2 ohm, connettendole in serie, di circa 5 ohm.

3° Esempio: cassa acustica per tre altoparlanti, di cui uno grande e due di minore diametro.

Anche questa cassa acustica è stata elaborata per l'impiego di altoparlanti Geloso, e precisamente uno del tipo SP-301, e due del tipo SP-92. Le caratteristiche dell'unità più piccola sono già state enunciate nello esempio precedente; quelle dell'altoparlante SP - 301 sono invece le seguenti:

Potenza nominale	8 W
Diametro esterno	300 mm
Campo di frequenze	da 30 a 9.000 Hz
Magnete	Alnico V
Flusso magnetico	51.000 maxwell
Impedenza bobina mobile . .	5 ohm
Risposta lineare	da 30 a 9.000 Hz.

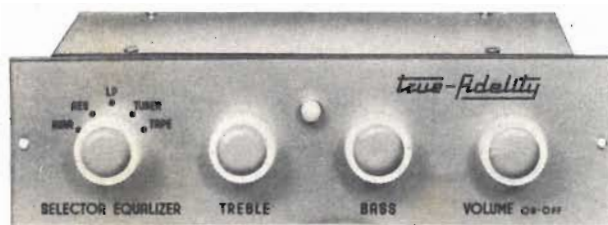
La **figura 6** illustra le sezioni frontale e laterale della cassa acustica. Si possono notare le posizioni delle quattro aperture, tre delle quali corrispondono ai tre altoparlanti, mentre quella rettangolare, in basso, provvede all'utilizzazione dell'energia sviluppantesi posteriormente agli altoparlanti.

In questa realizzazione, la messa in fase degli impulsi sonori anteriore e posteriore è dovuta in parte anche ai due diaframmi, di cui uno interno, che divide la cassa in due parti pressoché eguali, ed uno applicato alla apertura rettangolare del pannello frontale. Essi sono stati realizzati con un materiale reperibile in commercio, denominato « tiroton », avente uno spessore di 10 mm, e forato in modo da presentare un totale di 100 fori per decimetro quadrato.

Fig. 6 - Disegno costruttivo della cassa acustica descritta nel terzo esempio. I principi sono analoghi a quelli dell'esempio precedente. In questo caso però, si ha la presenza di due filtri acustici in « tirotron », uno dei quali divide praticamente in due il volume d'aria contenuto nella cassa; l'altro è applicato all'apertura rettangolare, e ne limita la superficie. Essi stabiliscono la frequenza di risonanza della cassa acustica.

Anche in questo caso le bobine mobili devono essere connesse in parallelo, inserendo però un condensatore a carta da 2 o 4 μF in serie alle due bobine degli altoparlanti minori, in parallelo tra loro. L'impedenza totale risultante è dell'ordine di 2 - 3 ohm.

La rifinitura esterna è ad arbitrio del costruttore.

PREAMPLIFICATORE

SM/4413

Il complesso d'**ALTA FEDELTÀ** descritto dettagliatamente alla lezione 116°

AMPLIFICATORE

SM/4412

FORNITO COME SCATOLA DI MONTAGGIO

Rivolgetevi alle Sedi oppure direttamente alla Sede centrale: Via Petrella, 6 - MILANO

Chiedete all'edicola questo nuovo Numero

RADIO e TELEVISIONE

n. 101

la nitida voce del progresso

SCOTCH Magnetic Tape

MINNESOTA

Se siete interessati alla televisione, alla radiotecnica, all'elettronica applicata, è nel Vostro reale tornaconto seguire questa rassegna che, mensilmente, con i suoi numerosi articoli, Vi consente un aggiornamento completo con la costante evoluzione della tecnica e del mercato.

ABBONATEVI !

Abbonamento per 12 Numeri. . . . . lire 3.060.
Per gli abbonati al "Corso di Radiotecnica" . . . . solo lire 2.754.

Una copia, alle edicole, lire 300

abbonamento: "RADIO e TELEVISIONE" - via dei Pellegrini N. 8/4, conto corrente postale: 3/4545 - Milano

L'abbonamento non ha riferimento all'anno solare e vi da sempre diritto a ricevere 12 Numeri: inoltre, vi invieremo 4 fascicoli in omaggio, da voi scelti tra quelli disponibili, anteriori al N. 97.
Se non disponete del N. 98 potete farlo includere nell'abbonamento.

MANTENETEVI AGGIORNATI CON LA TECNICA RADIO - TV LEGGENDO ASSIDUAMENTE **« RADIO e TELEVISIONE »**

corso di

RADIOTECNICA

pubblicazione settimanale - 1 - 8 luglio 1961 - un fascicolo lire 150 40° numero

corso di
RADIOTECNICA

settimanale a carattere culturale

Direzione, Amministrazione, Pubblicità:
Via dei Pellegrini 8/4 - Telef. 593.478
MILANO

Ogni fascicolo — contenente 3 lezioni — costa lire 150, acquistato alle edicole.

Se l'edicola risulta sprovvista, o si teme di rimanere privi di qualche numero, si chieda invio settimanale direttamente al proprio domicilio a mezzo abbonamento.

Il versamento per ricevere i 52 fascicoli costituenti l'intero Corso è di lire 6500 + I.G.E. = lire 6630. A mezzo vaglia postale, assegno bancario, o versamento sul conto corr. postale 3/41.203 del « Corso di RADIOTECNICA » - Via dei Pellegrini 8-4 - Milano. In ogni caso, scrivere in modo molto chiaro e completo il proprio indirizzo.

L'abbonamento può essere effettuato in qualsiasi momento; si intende comprensivo delle lezioni pubblicate e dà diritto a ricevere tali lezioni, che saranno inviate con unica spedizione.

Estero: abbonamento al Corso, Lit. 8.500. ($ 15). Numeri singoli Lit. 300 ($ 0,50).

Per i cambi di indirizzo durante lo svolgimento del Corso, unire lire 100, citando sempre il vecchio indirizzo.

Fascicoli singoli arretrati — se disponibili — possono essere ordinati a lire 300 cadauno. Non si spedisce contrassegno.

Distribuzione alle edicole di tutta Italia: Diffus. Milanese . Via Soperga, 57 - Milano.

Direttore responsabile: Giulio Borgogno.

Autorizzaz. N. 5357 - Tribunale di Milano.

Stampa: Intergrafica S.r.l. - Cologno Monzese.

La Direzione non rivende materiale radio; essa può comunicare, se richiesta, indirizzi di Fabbricanti, Importatori, Grossisti ecc. in grado di fornire il necessario ed ai quali il lettore può rivolgersi direttamente.

Alla corrispondenza con richiesta di informazioni ecc. si prega allegare sempre il **francobollo per la risposta.**

Parte del testo e delle illustrazioni è dovuta alla collaborazione del Bureau of Naval Personnel, nonchè al Dept. of the Army and the Air Force - U.S.A.

A chi può essere utile questo Corso? Anzitutto — stante la sua impostazione — il Corso, basato sull'esposizione in forma a tutti accessibile, della radiotecnica, dai suoi elementi basilari alla evoluzione più recente, rappresenta la forma ideale per tutti coloro che intendono dedicarsi all'elettronica, sia come forma ricreativa sia — soprattutto — per l'acquisizione di una professione specializzata che possa procurare loro una posizione di privilegio in seno alla società odierna.

Anno per anno, la nostra civiltà si indirizza sempre più verso questa meravigliosa, si potrebbe dire fascinosa, elettronica, che nel modo più evidente consente sviluppi impensati, progressi grandiosi e una rapida evoluzione di tutti gli altri rami dello scibile che essa tocca e influenza.

L'industria, tutta l'industria, nel senso più ampio, da quella elettrotecnica a quella meccanica, alla metallurgica, alla chimica ecc., con i suoi laboratori di ricerca e le sue fabbriche richiede, e richiederà sempre più, con un ritmo rapidamente crescente, tecnici specializzati con conoscenza dell'elettronica, tecnici specificatamente elettronici e persino operai e impiegati di ogni ordine e categoria con cognizioni di elettronica.

Si può dire che anche le branche commerciali, quelle dei trasporti e persino quelle amministrative con le recenti introduzioni delle calcolatrici, abbisognano di personale che conosca i principi dell'elettronica, le macchine relative, il loro pieno sfruttamento, la eventuale riparazione ecc. e, quanto più in modo completo, quanto meglio.

Nasce, da una tale situazione, una logica conseguenza: per la scelta di una professione o di un mestiere, per un miglioramento della propria posizione sociale, per l'intrapresa di una libera attività o anche per la sola acquisizione di cognizioni che indubbiamente verranno oltremodo utili, è quanto mai opportuno riflettere se non sia conveniente dedicare un po' di tempo allo studio di questa scienza che ha tra l'altro il pregio di rendersi immediatamente attraente, concreta, accessibile e foriera di moltissime soddisfazioni.

A questo scopo appunto, e con questi intenti, è stato redatto questo Corso.

Non mancano invero altri corsi (specie per corrispondenza) o scuole di radiotecnica, nè mancano (sebbene siano in numero del tutto inadeguato) scuole statali o pareggiate ma la struttura e l'impostazione che caratterizzano queste 156 lezioni sono alquanto particolari, presentando non pochi vantaggi sulle diverse altre forme di cui si è detto.

Anzitutto vogliamo porre in evidenza **il fattore economico.**

Frequentare regolarmente, durante tutto l'anno, una scuola è certo il modo più logico — anche se non il più rapido — per apprendere ma, tralasciando il fatto che rarissimi sono gli Istituti di radiotecnica, è a tutti possibile dedicarsi esclusivamente, e per l'intero anno, allo studio? Noi riteniamo che chi può farlo costituisca oggi assai più l'eccezione che la regola. Ciò significa infatti poter disporre liberamente del proprio tempo senza avere la necessità di un contemporaneo guadagno: il nostro Corso permette a chiunque di studiare a casa propria, nelle ore libere dal lavoro, senza abbandonare o trascurare quest'ultimo. Ciò caratterizza invero anche altri corsi, ma il vantaggio economico diviene notevole ed evidentissimo se si considera che di fronte all'esborso, anche se rateale, di quasi 80.000 lire che i corsi per corrispondenza richiedono, seguendo il nostro Corso la spesa in un anno risulta di poco più di 7500 lire (150 lire alla settimana presso un'edicola) o di 6630 lire totali, con recapito postale, settimanale, delle lezioni a domicilio.

E' superfluo dire che la Modulazione di Frequenza, i transistori, i circuiti stampati, la trasmissione, il telecomando ecc. sono argomenti integrali del Corso e non costituiscono motivo di corsi speciali, aggiunti o particolari.

Le lezioni di questo Corso — a differenza di molte altre — non sono stampate con sistemi di dispensa, a ciclostile, o con sistemi più o meno analoghi, derivanti cioè da un originale battuto a macchina da scrivere; esse sono stampate in uno stabilimento grafico, con chiari caratteri tipografici da cui deriva una assai più agevole lettura e — fattore certamente di non secondaria importanza — un contenuto molto più ampio, corrispondendo una pagina a stampa a tre o quattro pagine di quelle citate. Il lettore avrà, alla fine del Corso, un volume di ben 1248 pagine di grande formato!

Chiunque, indipendentemente dall'età, dalla professione e dalle scuole compiute **può seguire il Corso.** Alle esposizioni teoriche si abbinano numerose, attraenti, istruttive ed utili descrizioni che consentono la realizzazione di ricevitori, amplificatori, strumenti vari e persino di trasmittenti su onde corte.

A questo proposito è sintomatico il fatto che la Direzione non vuole assolutamente assumere la fisionomia di un fornitore o commerciante di materiale radio, rivendendo agli allievi le parti necessarie. Il materiale occorrente l'interessato può acquistarlo dove e come meglio crede e, assai spesso anzi, già ne dispone. Viene così evitato l'acquisto forzoso, caratteristico più o meno di tutti gli altri corsi.

Anche chi è già radiotecnico, anche chi ha seguito o segue altri corsi troverà il massimo tornaconto in questo completo ed aggiornato lavoro. Molte nozioni, è logico, saranno note, altre un po' meno e sarà utile rinfrescarle, e il tutto infine costituirà un manuale di consultazione, prezioso tanto per la teoria esposta quanto per i numerosi schemi, per le tabelle, per i grafici, gli elenchi, i dati, il vocabolario dei termini ecc.

Concludendo, si può affermare che questo **Corso di Radiotecnica** oltre che come insegnamento graduale si presenta come **enciclopedia e rivista assieme** ciò che permette di formare — con modestissima spesa — **il più completo, ricco, utile e pratico volume di radiotecnica di cui sia dato oggigiorno disporre.**

LA STEREOFONIA

Se si ascolta la riproduzione di un brano orchestrale, mediante l'impiego di un normale amplificatore ad Alta Fedeltà, pur potendosi ottenere con tale mezzo dei suoni perfettamente puri, ci si accorge subito di una notevole differenza rispetto al brano stesso così come esso verrebbe udito se fosse ascoltato direttamente davanti all'orchestra. La musica risulta mancante del senso che potremmo dire della *profondità*: non si ha, in altre parole, la sensazione della distanza da cui provengono i singoli suoni, e della *direttività*, così che tutti i suoni sembrano provenire da una identica direzione. Se ci si trova d'innanzi all'orchestra, invece, si percepisce nettamente la diversa direzione di provenienza dei suoni, alcuni dei quali giungono dagli strumenti disposti alla sinistra dell'ascoltatore, altri dalla destra, alcuni dagli strumenti più distanti, altri ancora da quelli più vicini.

La differenza essenziale tra questi due generi di audizioni dipende dal fatto che la musica riprodotta secondo il metodo tradizionale (« monofonico ») manca dell'**effetto stereofonico**, effetto che è invece presente quando si ascolta la musica in sala da concerto. L'effetto stereofonico, è, da molti punti di vista, analogo all'effetto tridimensionale nelle immagini visive. Come sappiamo, una normale fotografia non permette a chi la osserva, di giudicare la reciproca posizione dei singoli oggetti o persone con esattezza, specialmente per quanto riguarda la « profondità ».

Per ottenere immagini tridimensionali si ricorre — come è noto — all'osservazione contemporanea di due fotografie, una mediante l'occhio destro e l'altra mediante l'occhio sinistro, leggermente spostate tra loro. Le due fotografie devono anche essere state riprese da due posizioni leggermente diverse. Analogamente, per ottenere, in acustica, l'effetto di profondità o « stereofonico », si ricorre alla registrazione contemporanea dei suoni provenienti da una orchestra, su due canali separati, e i microfoni di questi canali vengono disposti in posizioni diverse. All'atto della riproduzione, i segnali dei due canali vengono amplificati separatamente, e riprodotti da due altoparlanti, o da due gruppi di altoparlanti, delle medesime caratteristiche per entrambi i canali, ma disposti in due posizioni diverse, che ripetono quelle adottate per i microfoni durante la registrazione. Il fatto che in tal modo si ottenga un buon effetto di direzionalità è ovvio, dato che i suoni che, durante la registrazione, provenivano dalla direzione relativa ad un microfono, vengono riprodotti dall'altoparlante corrispondente, mentre quelli che provenivano dall'altra direzione, vengono riprodotti dall'altro altoparlante. Ciò, anche in ragione del fatto che per le registrazioni stereofoniche si adottano — in genere — microfoni direzionali che, come sappiamo, raccolgono prevalentemente i suoni provenienti dalla direzione verso cui sono orientati. Occorre, tuttavia, notare che l'effetto direzionale non potrà mai essere perfetto, poichè le direzioni da cui provengono i suoni sono — in realtà — infinite, mentre i canali di registrazione e di riproduzione sono, in linea di massima, soltanto due. Il miglioramento rispetto al sistema di registrazione monofonica è, comunque, notevole.

L'effetto di profondità è ottenuto, invece, in virtù di una particolare caratteristica dell'organo dell'udito, secondo la quale, attraverso le differenze di intensità, di fase e di tempo, tra le sensazioni sonore che giungono all'orecchio destro e quelle che giungono all'orecchio sinistro, rappresentanti lo stesso suono in questione, è possibile giudicare la distanza della sorgente. Si comprende quindi come, disponendo un microfono alla destra dell'orchestra ed uno alla sinistra, e riproducendo successivamente la registrazione con gli altoparlanti dei due canali disposti allo stesso modo, vengano conservati, almeno parzialmente, il carattere di diversa intensità, e le differenze di tempo e di fase tra i suoni che colpiscono l'orecchio destro e quelli che colpiscono l'orecchio sinistro.

La stereofonia, per dare buoni risultati, richiede che le posizioni dei microfoni e degli altoparlanti vengano studiate adeguatamente, e che le registrazioni e le riproduzioni dei due canali siano perfettamente sincronizzate. Il sistema di registrazione stereofonica su disco o su nastro, deve pertanto essere diverso da quello monofonico, e precisamente deve consentire la registrazione, e la riproduzione, contemporanea di due canali, totalmente separati l'una dall'altro. Anche l'amplificatore dovrà essere diverso, dovendosi avere, anche in esso, la separazione tra i due canali.

In questa lezione daremo uno sguardo d'assieme alla tecnica di registrazione e di riproduzione stereofonica; naturalmente, ad essa sono inerenti particolari problemi, riguardanti ad esempio, la disposizione ed il tipo dei microfoni e degli altoparlanti, nonchè le caratteristiche delle testine di riproduzione, ma ciò rimane oggetto di studio particolare che può essere approfondito in sede di specializzazione.

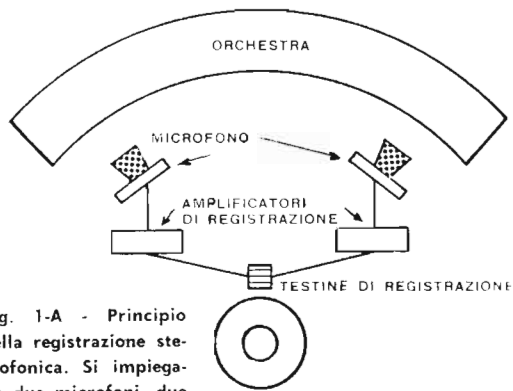



Fig. 1-A - Principio della registrazione stereofonica. Si impiegano due microfoni, due amplificatori e due testine di registrazione.

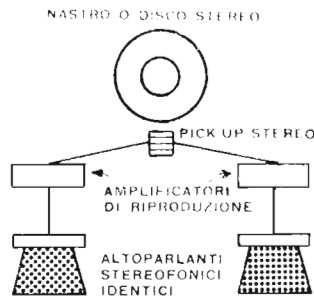



Fig. 1-B - Nella riproduzione « stereo » si hanno due testine di lettura (formanti il « pick-up »), i cui segnali vengono inviati a due amplificatori, seguiti, a loro volta, da due altoparlanti.

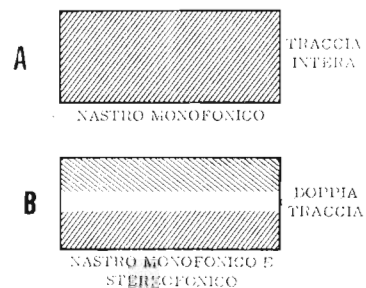



Fig. 2 - In A, impiego dell'intera superficie del nastro per la registrazione magnetica monofonica. In B, suddivisione in due tracce, per registrazione monofonica a doppia durata, o per registrazione stereofonica.

SISTEMI MONOFONICI e STEREOFONICI

Allo scopo di rendere più chiaro il concetto di stereofonia, mettiamo a confronto i processi « mono » e « stereo », partendo dalla sorgente musicale (orchestra) ed arrivando fino all'ascoltatore. Come già detto, la riproduzione sonora stereo impiega un sistema a « due canali » completamente separati, mentre la riproduzione normale usa un solo canale. Questo concetto è veramente basilare per l'esatta comprensione del sistema stereofonico.

Registrazione — Le onde sonore provenienti dall'orchestra vengono, nella registrazione monofonica, captate da un solo microfono, o da più microfoni facenti però tutti capo al medesimo amplificatore monocanale. Il metodo normalmente adottato in tale caso, consiste nel disporre il microfono circa all'altezza del podio del direttore d'orchestra. Si è infatti trovato che, in tale posizione, il microfono riceve una soddisfacente miscela dei suoni provenienti dai diversi strumenti dell'orchestra, anche nel caso delle grandi orchestre per musica sinfonica.

Nel caso analogo della registrazione stereo, si collocano invece due microfoni, direttamente di fronte all'orchestra, ma disposti uno sul lato destro e l'altro sul lato sinistro, e distanziati tra loro di due o tre metri. La esatta sistemazione dipende dalla disposizione degli strumenti, dalla sala d'esecuzione, dall'estensione dell'orchestra, ed infine, dal tipo di effetto stereofonico che si intende ottenere. Come abbiamo visto, infatti, anche il sistema di registrazione stereofonica non dà che approssimativamente l'effetto di « presenza », ed è quindi possibile, variando, in fase di registrazione, la posizione dei microfoni, ottenere tipi diversi di effetti stereofonici volti particolarmente a rendere direzionale il suono di alcuni strumenti, piuttosto che quello di altri.

In linea di massima, comunque, uno dei due microfoni riceve con misura predominante i suoni provenienti da un lato dell'orchestra, mentre il secondo si comporta analogamente per quelli provenienti dall'altro lato. Il tipo del microfono è essenziale a questo scopo. Infatti, la maggiore o minore distanza dei microfoni dai diversi lati dell'orchestra non è sufficiente per bene differenziare i suoni corrispondenti ai due canali: occorre ricorrere anche ai microfoni direzionali. Però, se la direzionalità di questi ultimi è eccessiva, si ottiene il solo effetto direzionale, e non più l'effetto di profondità. Quest'ultimo richiede, infatti, che tutti i suoni, anche quelli provenienti da un lato estremo, siano riprodotti da entrambi i canali, sebbene con fasi ed intensità diverse; ciascun microfono deve perciò riprodurre prevalentemente i suoni provenienti da una data direzione, senza però trascurare del tutto quelli provenienti dall'altro lato.

Processo di registrazione. — Secondo il normale processo di registrazione dei dischi si hanno i seguenti passaggi. Non appena l'orchestra inizia l'esecuzione, ha inizio anche il processo di registrazione. Esso è rappresentato schematicamente alla **figura 1-A**. Questa fase consiste nella registrazione della musica su nastro. Successivamente, nel controllo dei nastri, si rimuove da essi tutto ciò che è indesiderato. Montati i brani musicali nell'ordine voluto, si ricava dal nastro il disco matrice, e successivamente — dopo lavorazioni intermedie — i dischi che vengono posti in commercio.

Il processo di registrazione stereofonica avviene nello stesso modo di quello monofonico di cui ora abbiamo detto, se si accettua il fatto che i segnali provenienti dai due microfoni vengono registrati separatamente sul nastro, secondo la tecnica che illustreremo più avanti, e vengono successivamente tenuti separati durante tutte le fasi della riproduzione. Come nel caso precedente, il prodotto finale è il disco posto in commercio: questa volta si tratta però di un disco « stereo », che deve quindi portare incisi, separatamente, i suoni corrispondenti ai due canali di registrazione.

Riproduzione — Sappiamo che il disco monofonico viene collocato su di un giradischi, e rivelato mediante una testina riproduttrice del tipo a noi già noto. Il segnale proveniente dalla testina viene amplificato, ed infine trasformato in energia sonora.

Il disco stereo, o il nastro stereo, vengono invece « letti » con una testina apposita, che consente la riproduzione contemporanea e separata dei due canali incisi. Successivamente, i due segnali vengono inviati a due amplificatori separati, ed i suoni corrispondenti vengono riprodotti mediante due altoparlanti o gruppi di altoparlanti. Il procedimento è illustrato alla figura 1-**B**. In una normale stanza di soggiorno i due gruppi di altoparlanti si trovano generalmente distanziati l'uno

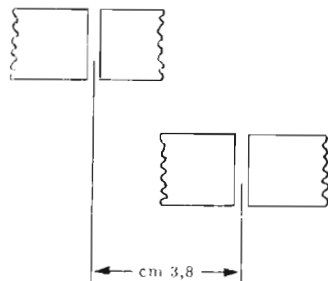



Fig. 3-A - Spostamento delle due testine, una rispetto all'altra, di 3,8 cm, secondo il vecchio sistema.

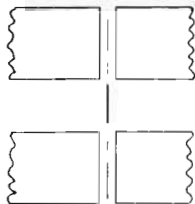



Fig. 3-B - Con le moderne testine, date le minime dimensioni, è possibile l'allineamento verticalmente, come indicato.

Fig. 4 - Suddivisione della superficie del nastro in quattro tracce. In questo caso, si hanno sempre due testine, sia per registrazioni monofoniche di durata quadrupla, sia per registrazioni « stereo » di durata doppia.

Fig. 5 - In alto, direzione delle oscillazioni della puntina nel caso di registrazione laterale su disco. In basso, direzione delle oscillazioni nella registrazione verticale.

dall'altro di circa due o tre metri, analogamente a quanto avviene per i microfoni, nel caso della registrazione. I due altoparlanti irradiano suoni diversi che convergono nel punto ove trovasi l'ascoltatore, provenendo da direzioni diverse. Inoltre, i suoni provenienti da ciascuno dei due altoparlanti pervengono all'orecchio con intensità diversa, e dopo intervalli di tempo diversi, in ragione della diversa lunghezza del percorso sonoro per giungere all'orecchio sinistro ed a quello destro. Ciò origina i due effetti fondamentali ottenibili mediante la stereofonia: la direttività e la profondità.

REGISTRAZIONE STEREO su NASTRO

Esistono, in pratica, diversi metodi per la registrazione su nastro, in parte a noi già noti. Abbiamo esaminato in una apposita lezione questo argomento: dobbiamo ora ricapitolare quelle cognizioni come una necessaria premessa alla illustrazione del sistema stereofonico applicato alla registrazione magnetica.

Un metodo tra i primi usati, ancora assai sfruttato nelle registrazioni professionali monofoniche, è quello ad una sola pista: la registrazione viene effettuata sull'intera altezza del nastro. Ciò è indicato alla **figura 2-A**. La registrazione monofonica su traccia intera viene usata perchè consente di ottenere un rapporto segnale-disturbo migliore di quello ottenibile col sistema a due piste, ed anche perchè è più facile identificare i brani contenuti su ogni nastro.

La registrazione a « doppia pista », la più diffusa nei registratori attuali, benchè sia in corso un ulteriore processo evolutivo, è illustrata alla figura 2-**B**. Nel caso di registrazioni monofoniche, il nastro viene inciso solo su di una sottile pista laterale, e, successivamente, viene rovesciato ed inciso nella sua seconda metà. In questo modo, la durata della registrazione risulta raddoppiata, pur verificandosi l'inconveniente di dover rovesciare il nastro, il che rende necessaria una interruzione nella continuità della registrazione. La registrazione a doppia pista si presta ottimamente al sistema stereofonico, poichè, mediante l'impiego di due testine di registrazione (e di lettura), è possibile incidere contemporaneamente sulla metà superiore del nastro uno dei due canali stereo e sulla metà inferiore il secondo. Si ottiene così un perfetto sincronismo tra le due riproduzioni, essenziale per la qualità della riproduzione. I primi registratori stereo su doppia pista usavano due testine « spostate » ossia disposte ad una certa distanza l'una dall'altra, come si vede alla **figura 3-A**. Lo spostamento tra le verticali dei traferri delle due testine era di 3,8 cm, e pertanto le due registrazioni, corrispondenti ai due canali, si trovavano spostate, l'una rispetto all'altra, di tale distanza. Il sincronismo non veniva a mancare per il fatto che anche la riproduzione veniva effettuata con la medesima distanza tra le testine. Sorgevano però degli inconvenienti volendo riprodurre lo stesso nastro con un altro registratore, nel quale detta distanza poteva non essere rigorosamente eguale.

Le « testine spostate » venivano utilizzate per il fatto che non si era riusciti a realizzare testine di dimensioni così piccole da poterne disporre due, l'una sull'altra sulla medesima linea verticale, in modo che le loro espansioni polari coincidessero sulle due piste da incidere. Attualmente questo problema è stato risolto, e si registra quindi con le testine allineate, come si vede alla figura 3-**B**. In entrambi i casi, rimane comunque il fatto che, a differenza del sistema monofonico, il sistema stereo richiede la presenza di due testine di registrazione e riproduzione.

Nei magnetofoni più recenti si usa il sistema di registrazione cosiddetto a « quattro piste ». Questi magnetofoni sono sempre provvisti, anche se monofonici, di due testine, le quali possono registrare, a seconda del senso in cui è rivoltato il nastro, sulle piste 1 e 3 oppure 2 e 4 (**figura 4**). Nel caso di registrazioni monofoniche, le due testine agiscono successivamente, e si ottiene pertanto che il tempo di durata di un nastro risulta quadruplicato. Nel caso della registrazione stereo, invece, si registrano contemporaneamente i due canali, una prima volta sulle piste 1 e 3, dopo di che si rovescia il nastro e si registra contemporaneamente sulle piste 2 e 4. Il sistema ora esposto consente di ottenere registrazioni stereo di durata doppia. Esso, pur dando risultati sufficienti per l'impiego domestico, viene raramente adottato negli studi professionali, poichè, registrando su molte piste, l'una vicina all'altra, si effettuano delle piccole interazioni (di cui diremo) da un canale all'altro, dovute particolarmente al flusso disperso delle testine, che comportano delle imperfezioni nella successiva riproduzione.

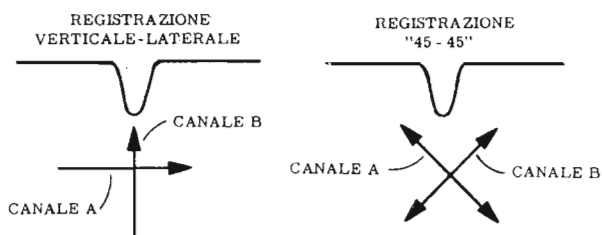



Fig. 6-A — Metodo di registrazione « stereo » su disco, impiegando contemporaneamente il sistema laterale e quello verticale.

Fig. 6-B - Principio della registrazione stereo su disco col metodo «45-45» o « Westrex ». I due canali sono tra loro a 90°.

Fig. 7 - In A, principio del « pick-up » piezoelettrico laterale. I segnali vengono prelevati tra le facce verticali del cristallo. In B, la testina è del tipo verticale, ed i segnali vengono prelevati tra le facce orizzontali del cristallo.

REGISTRAZIONE STEREO su DISCO

I dischi stereofonici utilizzano una combinazione di quelle tecniche di registrazione che per molti anni sono state usate nella produzione dei dischi monofonici. Esse sono rappresentate alla **figura 5**. Il metodo monofonico attualmente più diffuso è — come sappiamo — quello della registrazione laterale, secondo il quale il braccio di registrazione, in presenza di suoni, invece di tracciare sulla matrice del disco un solco perfettamente circolare, compie delle deviazioni laterali parallele al piano del disco. Con il vecchio metodo della registrazione verticale, invece, il solco varia in profondità nella direzione normale al piano del disco.

Nella stereofonia, si combinano entrambi i metodi suddetti, onde registrare su di un unico solco il segnale proveniente dai due canali separati. I primi dischi stereo usavano la registrazione verticale per un canale e la registrazione laterale per l'altro (**figura 6-A**). Il metodo più recente, che ha dato risultati nettamente migliori, impiega il sistema « **45-45** » detto anche sistema « Westrex », il cui principio è illustrato alla figura 6-**B**.

Nel sistema 45-45, entrambi i canali sono registrati su di uno stesso solco, e secondo un angolo di 90° l'uno rispetto all'altro. Ciò, in effetti, è vero anche per il procedimento descritto in precedenza, poichè — in esso — la registrazione laterale è a 90° rispetto a quella verticale. Tuttavia, secondo questo metodo, i due piani di registrazione si presentano egualmente inclinati, sia rispetto al piano orizzontale del disco che rispetto a quello verticale, ossia a 45° da entrambi questi piani. Da ciò deriva la denominazione « 45-45 ».

Le principali ragioni per cui quest'ultimo sistema viene preferito a quello verticale-laterale, possono così essere riassunte:

1) Il sistema verticale-laterale dà luogo ad una distorsione molto più alta in un canale, rispetto all'altro. Il sistema 45-45, dato che entrambi i canali possiedono una eguale componente verticale, suddivide in egual misura la distorsione fra i due canali; il sistema è quindi più bilanciato.

2) La presenza di granulosità nel solco del disco si manifesta come una modulazione verticale estranea, che determina l'insorgere di disturbi, specie sotto forma di scricchiolii.

Essa non ha invece alcun effetto sul movimento orizzontale della puntina. La registrazione stereo verticale-orizzontale darebbe luogo, pertanto, ad una riproduzione disturbata del canale verticale, mentre il canale orizzontale ne risulterebbe completamente esente. Nel sistema 45-45, invece, poichè entrambi i canali possiedono un'eguale componente verticale ed un'eguale componente orizzontale, i disturbi, oltre a diminuire notevolmente in valore assoluto, si suddividono in egual misura tra i due canali. Anche ciò contribuisce a dar luogo ad un sistema bilanciato.

3) Occorre infine considerare che i complessi stereo devono anche essere adatti alla riproduzione di dischi normali. Se un disco monofonico viene riprodotto con una puntina stereo del tipo verticale-laterale, tutto il suono risulta riprodotto dal canale laterale, e tutto il disturbo dal canale verticale. Si deve quindi disinserire completamente uno dei due amplificatori ed i relativi diffusori acustici, limitando così la potenza e la diffusione dei suoni. Con una puntina adatta al sistema 45-45, invece, il disco monofonico viene letto in egual misura da entrambi i canali, e dà quindi luogo ad una riproduzione complessivamente migliore.

« PICK - UP » per STEREOFONIA

I « pick-up » stereofonici funzionano secondo lo stesso principio base dei loro equivalenti monofonici; si constata solo la presenza di un maggiore numero di componenti, necessari ad ottenere la lettura dei due canali. I rivelatori in questione possono essere sia del tipo a cristallo (« pick-up » piezoelettrico) che del tipo magnetico (a riluttanza variabile). Confrontiamone il funzionamento con quello dei tipi monofonici.

Tipi piezoelettrici

Dell'effetto piezoelettrico, abbiamo già detto a suo tempo, (pagina 111). Vediamo però in che modo l'effetto piezoelettrico possa essere sfruttato per la costruzione di « pick-up » per dischi monofonici ad incisione laterale. La **figura 7-A** rappresenta un «pick-up» piezoelettrico *laterale*, semplificato. Ad un estremo di una piastrina di cristallo piezoelettrico è fissata una puntina, mentre l'altro estremo è solidale con la custodia e col braccio del « pick-up ». Sui lati della piastrina sono disposti due sottili fogli metallici. Quando i

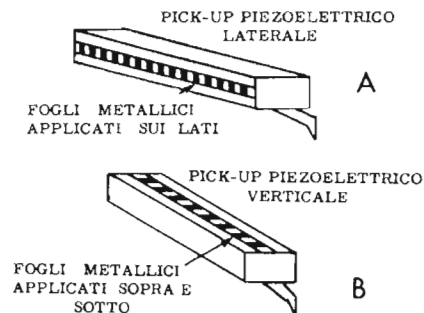
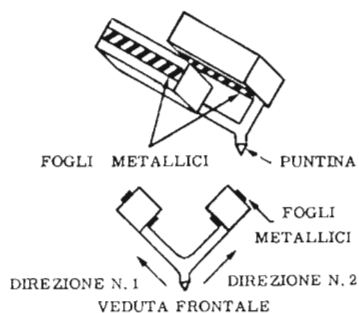



Fig. 8 - Esempio di testina « stereo » a cristallo, costituita da due unità azionate da un'unica puntina. Ciascun cristallo fornisce i segnali dovuti alle vibrazioni lungo il suo asse attivo.

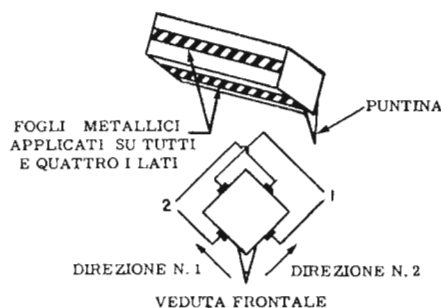



Fig. 9 - Principio della moderna testina « stereo » a cristallo. I due segnali vengono prelevati sulle due coppie di lati di un unico cristallo, al quale le vibrazioni pervengono tramite una unica puntina di lettura.

movimenti laterali della puntina piegano la piastrina in senso laterale, tra i due elettrodi si generano delle tensioni, proporzionali alle flessioni, che vengono raccolte ed inviate all'ingresso dell'amplificatore.

Un « pick-up » piezoelettrico *verticale* risulta eguale ad un « pick-up » laterale, se si eccettua il fatto che i due elettrodi metallici sono disposti l'uno nella parte superiore del cristallo, e l'altro nella parte inferiore (figura 7-**B**). Di conseguenza, quando la puntina percorre il solco del disco, causa delle vibrazioni della piastrina in senso verticale; gli elettrodi raccolgono le tensioni presenti tra la sommità ed il fondo di questa.

Cosa accade quando un « pick-up » piezoelettrico monofonico laterale viene usato con un disco monofonico ad incisione verticale? Poichè la puntina segue l'andamento del solco, le vibrazioni trasmesse alla piastrina piezoelettrica avverranno in senso verticale, producendo una tensione sui lati superiore ed inferiore. Tuttavia, dato che la piastrina per riproduzione di dischi incisi in senso laterale è priva di elettrodi sui due lati ora citati, le tensioni ivi generate non vengono raccolte, nè inviate all'amplificatore.

Un « pick-up » per la lettura di dischi stereofonici deve essere in grado di fornire contemporaneamente — ai capi di due coppie di elettrodi — le tensioni corrispondenti ai due canali incisi nel solco del disco. Alla **figura 8** è indicato un semplice tipo di « pick-up » per registrazioni stereofoniche, costituito da due testine monofoniche messe in movimento da un'unica puntina, e disposta all'interno della stessa custodia. Come si vede nella figura, le due testine sono orientate a 90° tra di loro, ed a 45° col piano orizzontale del disco. In tal modo, ognuna di esse viene sollecitata dalle vibrazioni della puntina provocate dal canale di incisione la cui direzione è indicata dalla freccia. Di conseguenza, quando il solco stereo fa muovere la puntina nella direzione numero 1, si genera una tensione tra gli elettrodi metallici disposti sulla piastrina numero 1. Il movimento della puntina nella direzione numero 2, viceversa, provoca una tensione sugli elettrodi della piastrina numero 2. Le due tensioni vengono raccolte separatamente ed inviate ciascuna al proprio canale di amplificazione.

Attualmente, questo tipo di « pick-up » stereofonico viene usato di rado, poichè ne è stato progettato uno più semplice e più universale. Esso è rappresentato schematicamente dalla **figura 9**, ed è costituito da una sola piastrina piezoelettrica. Quest'ultima è disposta con una inclinazione di 45° rispetto al piano orizzontale del disco, ed è provvista di quattro elettrodi metallici, collocati ciascuno su ogni faccia. La puntina è collegata direttamente sullo spigolo inferiore della piastrina piezoelettrica. Quando la puntina imprime alla piastra una vibrazione nella direzione 1, la tensione si genera ai capi degli elettrodi indicati con 1, mentre quando la puntina si muove nella direzione 2, la tensione compare ai terminali indicati con 2. Le tensioni provenienti da ciascuna coppia di elettrodi vengono inviate ad amplificatori separati, onde ottenere la riproduzione stereofonica.

Il tipo di « pick-up » piezoelettrico stereofonico ora descritto è di applicazione universale in quanto può essere usato, praticamente, anche come rivelatore per dischi monofonici. La principale caratteristica cui deve soddisfare un buon « pick-up » monofonico, è la riproduzione totale del moto della puntina in senso laterale, e la soppressione dei movimenti in senso verticale. Questi ultimi sono infatti quelli che determinano fruscio e disturbi vari. Questa caratteristica si manifesta perfettamente nel « pick-up » stereo descritto.

Consideriamo infatti la **figura 10**. Sono ivi illustrati schematicamente i collegamenti normalmente usati per la riproduzione stereo. Per l'impiego monofonico, i terminali destro e sinistro vengono collegati insieme ed usati come terminale « caldo ». Quando il « pick-up » stereo è così collegato, esso si comporta come segue: se la puntina viene a piegarsi verso destra, data la disposizione dei collegamenti, sia il terminale sinistro che quello destro assumono una tensione positiva. Analogamente, quando la puntina viene piegata verso sinistra, entrambe le tensioni sono negative. Le due tensioni, positive o negative, si sommano tra loro e vengono così riprodotti elettricamente i movimenti laterali della puntina.

Nel caso di spostamenti in senso verticale, invece, la tensione che si determina sul lato destro, è eguale in valore, ma di segno opposto, a quella che si determina sul lato sinistro; pertanto, le due tensioni si annullano a vicenda. Si ottiene quindi, complessivamente, che i movimenti laterali della puntina vengono trasformati in tensioni proporzionali, mentre i movimenti verticali determinano una tensione di segnale nulla.

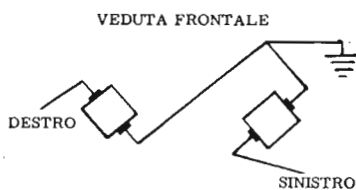



Fig. 10 - Collegamento tra gli elettrodi di una testina « stereo ». I due cristalli hanno un polo in comune, connesso a massa. Gli altri due poli forniscono i due segnali separati.

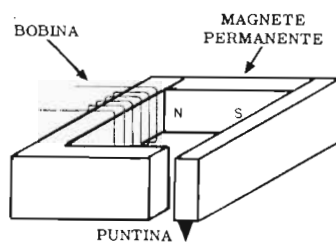



Fig. 11-A - Principio della testina magnetica (a riluttanza variabile) del tipo laterale. I soli segnali forniti sono dati dalle oscillazioni laterali della puntina.

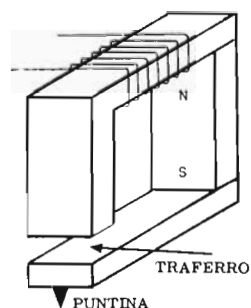



Fig. 11-B - Con questa disposizione, la testina diventa invece sensibile alle sole vibrazioni della puntina in senso verticale. Il principio è, come si nota, il medesimo.

Tipi a riluttanza variabile

Il funzionamento dei « pick-up » a riluttanza variabile è basato — ricordiamo — sulle variazioni di flusso magnetico in un opportuno circuito, variazioni determinate dalle vibrazioni della puntina. Un esempio di fonorivelatore a riluttanza variabile è rappresentato alla **figura 11**. In **A** è rappresentato un tipo adatto per la riproduzione di incisioni in senso laterale. In esso, il flusso magnetico, determinato dal magnete permanente, percorre l'intero circuito magnetico costituito dal nucleo e dal piccolo traferro. A motivo della elevata riluttanza magnetica dell'aria, la quantità di flusso magnetico presente nell'intero circuito è determinata principalmente, dall'ampiezza del traferro. A questo proposito ricordiamo che la riluttanza magnetica è paragonabile alla resistenza elettrica. Più alta è la riluttanza, più bassa è la quantità del flusso magnetico presente in un determinato circuito magnetico.

Poichè la puntina segue l'andamento del solco del disco, essa determina, con le sue vibrazioni, delle variazioni nell'ampiezza del traferro, e quindi nel flusso magnetico. Queste variazioni di flusso, che rappresentano fedelmente l'incisione presente sul disco, determinano, nella bobina, delle correnti ad esse proporzionali, che riproducono, in tal modo, il suono registrato. Il moto verticale della puntina — viceversa — non modifica l'ampiezza del traferro; pertanto, le variazioni di profondità del solco, che determinano i disturbi, non determinano alcun segnale d'uscita.

Alla figura 11-**B** è indicato un « pick-up » a riluttanza variabile per dischi monofonici ad incisione verticale. In questo tipo è il movimento della puntina in senso verticale che fa variare l'ampiezza del traferro, generando quindi una tensione di segnale proporzionale alle variazioni di profondità del solco. Il movimento non produce alcuna tensione d'uscita.

I moderni fonorivelatori ad induttanza variabile per incisione in senso laterale sono provvisti di due traferri e due bobine, come illustra la **figura 12**. In questo caso , quando la puntina si sposta in una delle due direzioni laterali, in un nucleo il flusso aumenta e nell'altro diminuisce. Le due bobine sono disposte in modo tale che le tensioni presenti su di esse risultino in fase e si sommino. La presenza di due traferri determina una minore distorsione e una minore influenzabilità da parte dei campi magnetici alternati presenti nelle vicinanze.

Un « pick-up » stereo a riluttanza variabile può essere costituito come indicato alla **figura 13**. La puntina è solidale meccanicamente con un piccolo magnete permanente, che si muove tra le espansioni polari dei nuclei di due doppie bobine. Le inclinazioni di tali nuclei sono a 90° tra di loro ed a 45° col piano orizzontale, e coincidono pertanto con le due direzioni di incisione dei canali stereo. Le vibrazioni della puntina relative ad un canale di incisione portano alla variazione dell'ampiezza dei traferri nel circuito relativo a quella direzione, e poichè le due bobine del circuito magnetico in questione sono disposte in modo che le due tensioni si sommino, esse apportano complessivamente, all'uscita, un segnale elettrico corrispondente.

Le vibrazioni nella direzione perpendicolare a quella di cui sopra determinano anch'esse un movimento corrispondente del magnete, e quindi generano variazioni di flusso nell'altro circuito magnetico. Ai capi delle bobine di tale circuito è perciò presente il segnale relativo all'altro canale.

Il funzionamento di questo fonorivelatore si può considerare analogo a quello del « pick-up » piezoelettrico di figura 9, e presenta, di conseguenza, gli stessi vantaggi relativi alla eventuale riproduzione dei dischi monofonici. Le variazioni di profondità del disco determinano, nei canali, tensioni che si annullano a vicenda quando i canali stessi vengono collegati l'uno all'altro per poter ottenere la riproduzione di dischi monofonici. Le vibrazioni laterali sono invece tali che le tensioni d'uscita si sommano, dando luogo ad un segnale rinforzato. Si ottiene perciò una eliminazione del disturbo dovuto ad eventuali imperfezioni del solco.

LA DIAFONIA

Una delle caratteristiche più notevoli dei riproduttori stereofonici, siano essi « pick-up » o testine di lettura di magnetofoni, è il livello di diafonia. In generale, si designa col termine « diafonia » il trasferimento di parte di un segnale proveniente da un canale sull'altro canale. Esistono diverse cause che possono determinare la diafonia, e noi le analizzeremo separatamente.

Innanzitutto, occorre dire che la diafonia si può facilmente esprimere mediante una differenza di livello in dB. Supponiamo, infatti, di applicare un certo se-

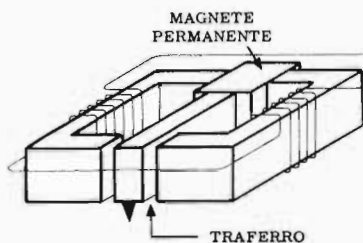



Fig. 12 - Principio di un moderno fonorivelatore a induttanza variabile, nel quale figurano due avvolgimenti e due traferri. I segnali indotti nelle due bobine sono in fase tra loro, e si sommano.

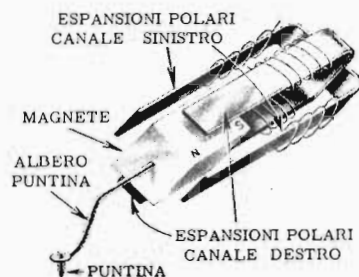



Fig. 13 - Con l'introduzione di quattro espansioni polari, a 90° tra loro, una testina magnetica diventa una testina « stereo ». Nei due avvolgimenti vengono indotte le tensioni separate, provocate dalle oscillazioni nei due sensi.

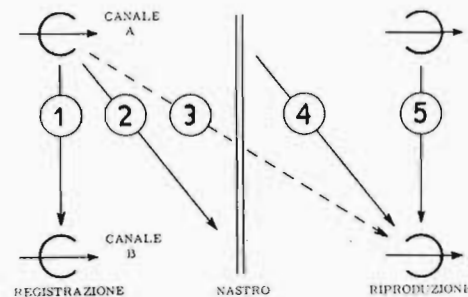



Fig. 14 - Rappresentazione schematica delle diverse cause di diafonia, dovute alla reciproca influenza tra le testine di registrazione o di riproduzione, o tra le prime e le seconde. Il richiamo numerico è spiegato nel testo.

gnale all'ingresso del canale *A*, lasciando invece libero l'ingresso del canale *B*. Ne consegue che, in assenza di diafonia, si ottiene un segnale normale all'uscita *A*, mentre l'uscita *B* ne è priva. Se si ha diafonia, parte del segnale proveniente dalla registrazione sul canale *A* viene ricevuta dal canale *B*, e ad entrambe le uscite è presente un segnale.

Naturalmente, il segnale presente all'uscita *A*, nell'esempio in questione, è notevolmente più ampio di quello dell'uscita *B*. La differenza di livello, in dB, tra questi due segnali, ci indica con precisione il livello di diafonia del sistema. Si prende in considerazione, come sorgente di diafonia, la sola testina di lettura, perchè si suppone che i successivi canali di amplificazione siano ben separati, e tali da non interagire l'un l'altro.

Diafonia nella stereofonia su nastro

Per meglio comprendere questo fenomeno, occorre considerare che sono possibili ben cinque diversi tipi di accoppiamento tra i due canali, nella registrazione stereofonica su nastro.

Ognuno di questi accoppiamenti determina una diafonia. Alla **figura 14** sono indicati gli accoppiamenti possibili di cui si è detto. Gli effetti 1 e 5 sono dovuti ad accoppiamenti parassiti tra le testine corrispondenti ai due canali, rispettivamente in fase di registrazione ed in fase di riproduzione. Per eliminare questa diafonia si usano opportune schermature tra le due coppie di testine. Naturalmente, mentre la diafonia 5 può essere, in questo modo, completamente eliminata, la diafonia 1 rimane sempre in parte presente, specialmente alle frequenze elevate. Questa differenza tra la registrazione e riproduzione si comprende facilmente tenendo conto sia del maggior flusso magnetico che l'operazione di registrazione comporta rispetto a quella di riproduzione, sia della presenza, nel primo caso, dei segnali di polarizzazione ad Alta Frequenza. Tali segnali trovano infatti maggior facilità nel trasferirsi induttivamente da un circuito all'altro.

La diafonia 3 non presenta particolare interesse, tranne nel caso di quei registratori in grado di effettuare, contemporaneamente, la registrazione di un nuovo segnale e la lettura di quello già presente in precedenza nel medesimo punto del nastro. Essa si determina tra la testina di registrazione e quella di lettura.

Le diafonie più importanti sono, senza dubbio, quelle indicate con 2 e 4. La prima si manifesta, durante la ragistrazione, attraverso una parziale azione della testina *A* sulla traccia *B*, e della testina *B* sulla traccia *A*. La seconda riguarda invece la riproduzione, e si manifesta nel modo esattamente opposto, ossia attraverso un parziale passaggio di segnale da ciascuna traccia della testina corrispondente all'altro canale.

Le diafonie di tipo 2 e 4 sembrano, a prima vista, della medesima natura; tuttavia esse hanno cause assai differenti. La prima è dovuta al fatto che il campo magnetico della testina si espande facilmente sul nastro anche oltre ai limiti della pista relativa. La registrazione vera e propria si trova pertanto associata a due zone di transizione, nelle quali l'intensità del segnale varia dal massimo a zero. In pratica, questa zona di transizione è assai ridotta, dell'ordine cioè di circa 0,1 mm. Basta quindi che tra le due piste si lasci lo spazio di 0,5 mm circa, perchè questa diafonia diventi trascurabile, come si può vedere alla **figura 15**. Se invece le due piste distassero meno di 0,2 mm, si manifesterebbero parziali interazioni tra le due tracce.

La diafonia di tipo 4 è fondata su un fenomeno fisico diverso. Come sappiamo, le espansioni polari della testina di lettura servono a ricevere il flusso magnetico proveniente dal nastro registrato; a causa della loro permeabilità, esse godono della proprietà di deviare le linee di forza magnetiche esterne, attirandole al loro interno. Ne consegue che una testina di lettura, anche se non si trova in perfetta adiacenza della traccia registrata, continua a ricevere parte del flusso magnetico da essa proveniente. Ciò significa che, anche se non si ha parziale sovrapposizione tra le due registrazioni, ossia nelle condizoni di figura 15, si può avere lo stesso diafonia, poichè la testina di lettura di un canale riesce a captare una parte del flusso dell'altra traccia.

Mentre l'effetto 2 non dipende dalla frequenza del segnale registrato, l'effetto 4 ne dipende notevolmente. Ciò poichè la distanza che le linee di flusso magnetico percorrono nello spazio sono inversamente proporzionali alla frequenza (direttamente proporzionali alla lunghezza d'onda). Ne risulta che, mentre le frequenze più elevate della gamma acustica hanno una lunghezza d'onda insufficiente per poter raggiungere la testina di lettura dell'altro canale, le frequenze più basse si trasferiscono con una certa facilità. L'unica

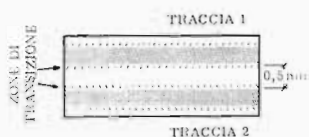



Fig. 15 - Ad evitare interazioni tra le due tracce del nastro magnetico, si lascia, ai lati di ogni traccia, una zona inutilizzata, detta di « transizione ».

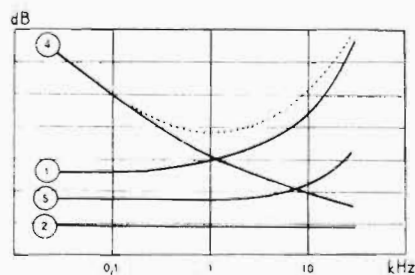



Fig. 16 - Variazione di intensità dei diversi tipi di diafonia, col variare della frequenza del segnale. Si nota che il tipo « 4 » diminuisce con l'aumentare della frequenza. Con i tipi « 1 e 5 » accade esattamente il contrario. Nel tipo « 2 », la frequenza non ha alcuna importanza.

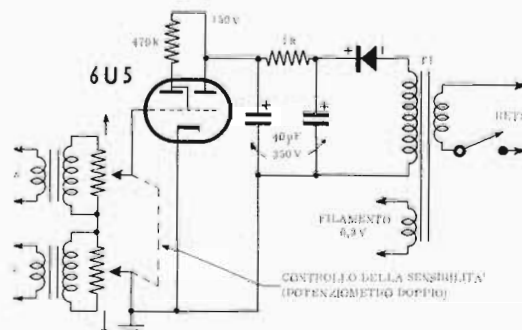



Fig. 17 - Circuito di un indicatore ottico di bilanciamento. A e B devono essere connessi in parallelo alle babine mobili dei due altoparlanti. La larghezza della zona luminosa permette di giudicare la presenza di eventuali sbilanciamenti tra i due canali « stereo ».

possibilità per evitare questo effetto di diafonia consiste nel separare notevolmente le due piste di registrazione. E' per evitare l'insorgere di questo tipo di diafonia che, negli studi professionali, si usano principalmente magnetofoni stereo a due piste, una per canale. Impiegando la tecnica a quattro piste, infatti, pur ottenendosi un maggior sfruttamento della durata del nastro, si ha maggiore vicinanza tra le piste adiacenti, ed il livello di diafonia risulta nettamente peggiorato.

Alla **figura 16** sono indicate, in funzione della frequenza, i livelli dei diversi tipi di diafonia da noi considerati. In tratteggio è indicato il livello complessivo. Come si vede, le diafonie più importanti sono la 1 e la 4, la prima proporzionale alla frequenza e la seconda inversamente proporzionale ad essa. Possiamo constatare che la diafonia complessiva è più elevata nelle zone estreme della gamma audio.

Diafonia nella stereofonia su disco

Mentre la diafonia è, nel caso della stereofonia su nastro, relativamente ridotta, essa diviene di importanza fondamentale, rispetto alla qualità della riproduzione, nel caso della stereofonia su disco. Non si è tuttora riusciti ad ottenere una separazione completa tra i due canali, per la difficoltà a mantenere, sia in fase di registrazione che in fase di riproduzione, l'esatto orientamento 45-45 per i due canali.

Ad esempio, in fase di riproduzione, basta che l'orientamento della testina sia lievemente diverso da quello dovuto, perchè ciascuno dei due canali di registrazione determini delle componenti che si presentano all'uscita dell'altro canale. Anche le piccole vibrazioni del braccio di lettura possono determinare un effetto del genere. Purtroppo, ripetiamo, non sono stati ancora trovati metodi adatti alla riduzione di questo fastidioso fenomeno a proporzioni trascurabili.

AMPLIFICATORI STEREOFONICI

L'unica particolarità degli amplificatori per stereofonia consiste nel fatto che essi sono sempre disposti in coppia, uno per canale. Questi due amplificatori devono, naturalmente, presentare le medesime caratteristiche, da tutti i punti di vista.

I controlli esterni presenti sugli amplificatori per stereofonia presentano alcune differenze rispetto ai corrispondenti comandi degli amplificatori monocanali. Il controllo di volume e di tono, innanzitutto, sono doppi, uno per canale. Essi però sono monocomandati, onde evitare che si possano verificare, tra i due canali, forti differenze nel volume o nella curva di responso. Tale differenze determinerebbero un notevole peggioramento nella qualità della riproduzione, ed una irregolarità nell'effetto stereofonico. L'abbinamento dei controlli dei due amplificatori si ottiene usando due potenziometri identici comandati da un unico albero.

E' inoltre presente un controllo totalmente assente negli amplificatori monocanali, ossia il controllo di bilanciamento. Regolando tale controllo, il guadagno di un canale aumenta, mentre, contemporaneamente, il guadagno dell'altro canale diminuisce. A bilanciamento ultimato, il guadagno dei due canali è perfettamente eguale, in tutte le posizioni del potenziometro per la regolazione del volume. Ciò significa che gli altoparlanti presentano eguale uscita acustica, ossia, come si suol dire, forniscono un « suono bilanciato ».

Normalmente, il bilanciamento viene effettuato ad orecchio. Questa operazione risulta però lunga e noiosa, e può richiedere anche un certo numero di regolazioni successive. Per semplificare il procedimento, in alcuni impianti stereo sono presenti i cosiddetti « monitori di bilanciamento ». Come abbiamo detto all'inizio della lezione, gli altoparlanti dei due canali devono essere eguali. Di conseguenza, quando un sistema stereofonico risulta correttamente bilanciato, ossia quando un medesimo suono viene riprodotto con eguale intensità dai due canali, alle bobine mobili degli altoparlanti di tali canali è presente la stessa tensione. Un dispositivo di bilanciamento è indicato alla **figura 17**. Si possono notare due trasformatori di entrata, identici, che vanno collegati separatamente alla bobina mobile degli altoparlanti dei due canali. I secondari dei trasformatori sono collegati in modo che le tensioni sviluppate si annullino l'una con l'altra. Qualsiasi sbilanciamento dà luogo ad una tensione che, prelevata ai capi dei cursori del doppio potenziometro per la regolazione di sensibilità, viene applicata alla griglia della valvola 6U5. Tale valvola è del tipo a raggio catodico, (usata generalmente come indicatrice di sintonia - occhio magico); in questo caso essa indica, mediante una maggiore o minore fluttuazione della zona d'ombra, l'eventuale presenza di una tensione di sbilanciamento.

COSTRUZIONE di un AMPLIFICATORE di POTENZA a TRANSISTORI

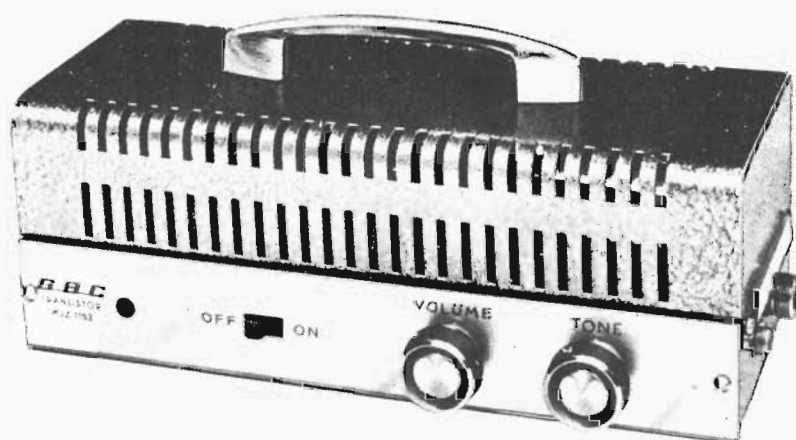



Fig. 1 - Aspetto esteriore dell'amplificatore finito. Sulla parte frontale sono installati l'interruttore di accensione (a leva, con spostamento laterale), ed i controlli di tono e di volume. Le prese di entrata e di uscita, nonchè quella di alimentazione, sono invece installate sulla parte posteriore. Si noti il coperchio a grata, le cui aperture consentono una circolazione d'aria sufficiente al raffreddamento dei tre transistori di potenza impiegati.

Dopo aver trattato, a suo tempo, dei principi basilari dell'amplificazione di Bassa Frequenza mediante transistori, possiamo dedicarci ad una realizzazione pratica che, senza essere eccessivamente costosa, e senza presentare grandi difficoltà, consente l'applicazione di gran parte delle nozioni acquisite.

Rammentiamo, innanzitutto, quanto detto in altre occasioni a proposito dei vantaggi dei transistori nei confronti delle valvole termoioniche: sappiamo — dalla teoria sul loro funzionamento — che il loro rendimento (considerato come rapporto tra la potenza dissipata per l'alimentazione e quella erogata in segnale utile), è notevolmente maggiore di quello consentito dalle valvole, e ciò grazie alla mancanza dei filamenti, che dissipano energia esclusivamente in calore. Inoltre, le dimensioni entro le quali è possibile realizzare un'apparecchiatura a transistori, sono notevolmente inferiori a quelle necessarie per un apparecchio a valvole di analoghe prestazioni. Se a tutto ciò aggiungiamo il fatto che l'alimentazione può essere effettuata mediante un comune accumulatore, del tipo usato — ad esempio — sulle autovetture, non è difficile ammettere che, nei casi in cui occorra disporre di un amplificatore portatile di potenza e qualità apprezzabili, questa soluzione presenta numerosi vantaggi.

Un amplificatore come il mod. SM-1153, che qui presentiamo, può dunque prestarsi ottimamente allorchè occorre installare un amplificatore a bordo di una vettura, o comunque disporre di un amplificatore avente caratteristiche tali da essere assolutamente indipendente dalla presenza o meno di una tensione alternata di rete. La **figura 1** ne illustra l'aspetto, a montaggio ultimato.

Caratteristiche generali

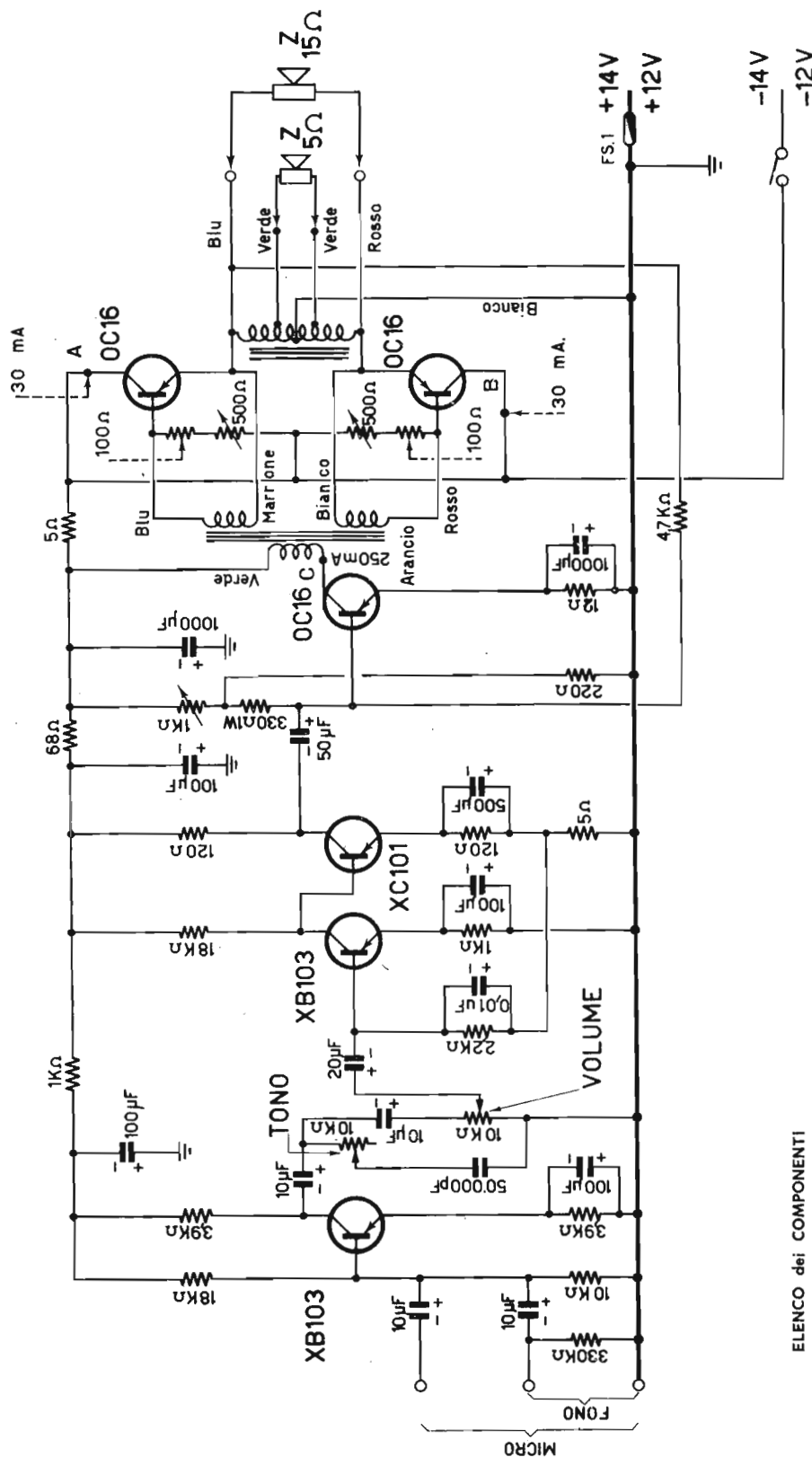
Due ingressi, di cui uno per microfono ed uno per « pick-up »

Sensibilità ingresso « pick-up »	7 mV
Sensibilità ingresso microfono	3 mV
Controlli	Tono e volume
Potenza effettiva	12 ÷ 15 W
Potenza massima	20 W
Distorsione massima	8%
Livello rumore di fondo	63 dB al di sotto del livello massimo
Risposta alla frequenza, lineare da	100 a 10.000 Hz
Impedenza ingresso fono	Per « pick - up » a cristallo
Impedenza ingresso micro	Per microfono a cristallo
Impedenze di uscita (a 800 Hz)	5 e 15 ohm
Corrente in assenza di segnale	0,2 ampère
Corrente massima a piena potenza	2,5 ampère
Transistori	1 × OC 101 (oppure OC 72)
	2 × B 103 (oppure OC71)
	3 × OC 16
Dimensioni	cm 26 x 12 x 12
Peso	kg 2,800

Fig. 2 - Circuito elettrico dell'amplificatore di potenza a transistori. Si tratta complessivamente di 5 stadi, l'ultimo dei quali consta di due transistori funzionanti in « push-pull ». La potenza di uscita può raggiungere i 15 watt, con una dissipazione di 30 watt per l'alimentazione. Da ciò è facile giudicare l'elevato rendimento. Può essere installato a bordo di autoveicoli, ed è indipendente dalla tensione di rete. Sono previsti due ingressi, di cui uno per microfono, ed uno per « pick-up », entrambi del tipo a cristallo. Tuttavia, ove necessario, è sempre possibile, mediante opportuni circuiti di equalizzazione, adattare l'impedenza dei due ingressi per altri tipi di microfoni o di « pick-up ».

L'amplificatore è provvisto di controllo di volume e di controllo di tono. I valori delle capacità di accoppiamento sono stati scelti per consentire una curva di responso alla frequenza, lineare da 100 a 10.000 hertz.

In uscita sono disponibli due valori di impedenza: è quindi possibile collegare un altoparlante da 5 ohm, o uno da 15 ohm, o ancora una combinazione di due o più altoparlanti, tali da dare — complessivamente — uno dei due valori disponibili.

Gli stadi sono tra loro disaccoppiati, onde evitare il pericolo che, in seguito ad aumento della resistenza interna della sorgente di alimentazione, sia per invecchiamento che per scarica parziale, si manifestino oscillazioni a frequenza molto bassa. I due circuiti di controreazione applicati consentono una buona stabilità di funzionamento, anche sotto diverse condizioni ambientali.

ELENCO dei COMPONENTI

1 - OC16 G
2 - OC16 Accoppiati
1 - XC 101 (oppure OC72)
2 - XB 103 (oppure OC71)
1 - Trasformatore d'uscita
1 - Trasformatore pilota
1 - Potenziometro 1000 ohm 2W a filo
2 - Potenziometri 500 ohm 1W a filo
2 - Potenziometri 10 kohm con 2 dadi
1 - Interruttore a leva
1 - Lampadina
1 - Spina presa per alimentazione
3 - Basette a tre posti
1 - Basetta a un posto
1 - Presa
1 - Spina
2 - Prese per altoparlanti
2 - Spine americane con cordone
1 - Telaio
1 - Targhetta
2 - Manopole
1 - Portafusibile nero
4 - Fusibili 4 ampère
1 - Presa quadrata microfono maschio
1 - Presa microfono femmina
1 - Basetta premontata
1 - Basetta premontata
2 - Distanziatori 4 x 10
2 - Dadi da mm. 3
2 - Viti 3 x 15
2 - Resistenze 100 ohm 2W
1 - Resistenza 330 ohm 1W
1 - Resistenza 220 ohm 1W
1 - Resistenza 4,7 kohm 1W
1 - Resistenza 330 kohm 1W
1 - Resistenza 12 ohm 1W
2 - Conden. 1000 μF 15 V
1 - Conden. 50 μF 12,5 V
4 - Conden. 10 μF 12,5 V
1 - Conden. 0,05 μF
17 - Viti 3 x 6
17 - Dadi 3 x 6
2 - Viti 3 x 10 o 3 x 6 svasate
2 - Dadi mm. 3
2 - Chiodini stereo
2 - mt. filo rigido
½ - m sterlingato 1 mm.
10 - cm tubetto mm 8
½ - m trecciola 2 capi
20 - cm trecciola 6 capi
1,5 - m stagno preparato

DESCRIZIONE del CIRCUITO

La **figura 2** illustra il circuito elettrico. Come si nota, esso consta complessivamente di sei transistori, di cui uno come stadio preamplificatore, due come amplificatori intermedi (di tensione), uno come pilota, ed infine due connessi in controfase, che costituiscono lo stadio finale di potenza.

All'ingresso del primo stadio si nota una presa collegata direttamente alla base, tramite un condensatore elettrolitico da 10 μF; tale attacco viene normalmente utilizzato per il collegamento di un microfono, che può essere a cristallo o di altro tipo. Ovviamente, per ottenere il miglior risultato, è sempre preferibile interporre un circuito equalizzatore che adatti con maggiore esattezza l'impedenza del microfono impiegato a quella di ingresso dello stadio.

Il secondo attacco è destinato al collegamento di un rivelatore fonografico piezoelettrico. A tale scopo, la resistenza di 330 kohm agisce da carico nei confronti del cristallo, dopo di che l'accoppiamento è del tutto analogo al precedente.

Lo stadio preamplificatore è seguito direttamente dal controllo di tono (che consente di attenuare le note alte), e dal controllo di volume. Il cursore di questo potenziometro porta alla base dello stadio successivo la quantità di segnale desiderata.

Il secondo ed il terzo stadio sono montati in un circuito particolare, sul quale è bene fare alcune considerazioni: innanzitutto l'accoppiamento è diretto, in quanto — come si nota — non esiste alcuna capacità di accoppiamento: il collettore del secondo transistore è infatti in contatto diretto con la base del terzo. Ciò consente, è noto, il trasferimento del segnale in modo costante, indipendentemente dalla sua frequenza. Un altro particolare è dato dalla controreazione presente tra l'emettitore del terzo stadio e la base del secondo. Si tratta di una rete *RC* (22 kohm in parallelo a 10.000 pF), che riporta sulla base del secondo stadio una parte del segnale di uscita. Tale segnale è in opposizione di fase rispetto a quello presente sulla base, in quanto viene sfasato di 180° dal secondo transistore (sul collettore), mentre non subisce alcuno sfasamento nel passaggio sulla base del terzo. Per la controreazione, viene utilizzata una particolare uscita del segnale che si manifesta ai capi di una resistenza da 5 ohm presente in serie all'emettitore del terzo stadio.

Come sappiamo, il segnale prelevato sull'emettitore di un transistore è in fase con quello presente sulla base dello stesso. Di conseguenza, il segnale retrocesso è a 180° rispetto a quello presente sulla base del secondo stadio.

Tutti gli stadi amplificatori sono impiegati con resistenza di polarizzazione in serie all'emettitore. Come abbiamo visto a suo tempo, ciò rende la caratteristica di base relativamente indipendente dalle condizioni di temperatura ambientale. In altre parole, grazie al sistema di polarizzazione, ed all'accoppiamento diretto tra il secondo ed il terzo stadio, si ottiene una stabilizzazione termica che permette l'impiego dell'amplificatore sotto diverse condizioni ambientali, senza che si noti alcuna differenza nel rendimento.

L'accoppiamento tra il terzo ed il quarto stadio (pilota), è convenzionale. Per contro, l'accoppiamento tra detto stadio pilota e lo stadio finale in controfase presenta alcune particolarità. Innanzitutto, il trasformatore interstadio è stato calcolato in modo da presentare nel primario l'impedenza di carico ideale per un transistore del tipo OC16: i due secondari, simmetrici, forniscono due segnali eguali e sfasati tra loro di 180°, i quali vengono applicati direttamente alla base dei due transistori finali.

La resistenza semifissa da 1 kohm, presente nel circuito dello stadio pilota, consente — come vedremo — la messa a punto finale della tensione e della corrente di base, al fine di portare la corrente di collettore al valore più indicato per un funzionamento soddisfacente.

Il carico di uscita è applicato tra i due emettitori, e consiste in una impedenza di Bassa Frequenza, provvista di tre prese intermedie: la presa centrale è connessa direttamente a massa (polo positivo dell'alimentazione). I due capi laterali alla presa centrale (verdi) costituiscono una presa di uscita con impedenza di 5 ohm, mentre i due terminali esterni (blu e rosso) forniscono un'impedenza di uscita di 15 ohm.

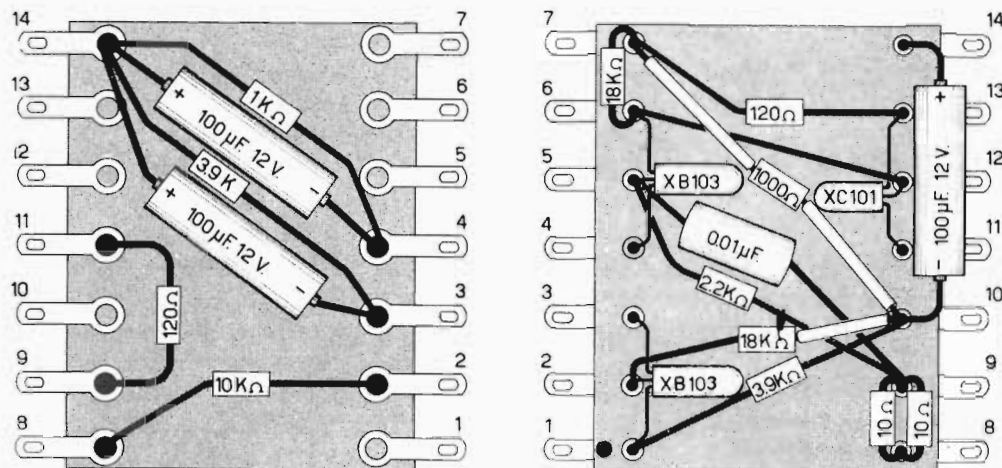
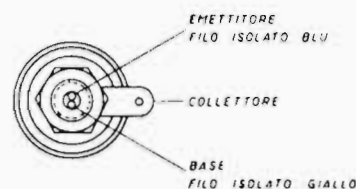
Tra lo stadio pilota e lo stadio finale è applicato un secondo circuito di controreazione, che migliora ulteriormente la curva di responso, riducendo solo lievemente l'amplificazione: si tratta della resistenza da 4,7 kohm, connessa tra il terminale blu dell'uscita, e la base dello stadio pilota.

Ad evitare oscillazioni spurie, e per consentire la massima stabilità di funzionamento, sono presenti complessivamente tre filtri di disaccoppiamento sull'alimentazione, e precisamente una resistenza da 5 ohm tra lo stadio finale e lo stadio pilota, una da 68 ohm tra lo stadio pilota e i due precedenti, ed una resistenza da 1 kohm tra il primo ed il secondo transistore. Tutti questi disaccoppiamenti sono seguiti da un condensatore elettrolitico da 100 μF. Grazie alla loro presenza, anche nei casi in cui la batteria di alimentazione tende a polarizzarsi, o comunque quando la sua resistenza interna aumenta in seguito ad invecchiamento, può accadere ben difficilmente che si produca il noto fenomeno delle oscillazioni a bassissima frequenza.

Ovviamente, per fare in modo che il circuito di controreazione dello stadio finale funzioni regolarmente, è indispensabile rispettare i collegamenti del trasformatore interstadio e dell'impedenza di uscita, così come sono indicati nello schema di figura 1. In caso contrario, la reazione può diventare positiva per inversione di una delle fasi, provocando l'effetto opposto a quello che si desidera ottenere.

La sorgente di alimentazione può essere — ripetiamo — una comune batteria da automobile, o qualsiasi sorgente di corrente continua, la cui tensione sia compresa tra un minimo di 12 volt ed un massimo di 14 volt, e che sia in grado di erogare una corrente massima di 2,5 ampère.

Ovviamente, ove lo si ritenga necessario, è sempre possibile alimentare l'apparecchio con un alimentatore a rettificatore, connesso alla rete a corrente alternata. In tal caso però, occorre tener presente che, negli ap-

Fig. 3 - Vista dai due lati della basetta premontata fornita con la scatola di montaggio. I numeri di riferimento presenti a lato di ogni paglietta di contatto sono riportati anche sul disegno di assieme, per facilitare il riconoscimento dei diversi collegamenti da effettuare.

parécchi a transistori, la differenza di assorbimento di corrente tra le condizioni di assenza di segnale e quelle di massima potenza, è molto più elevata che negli apparecchi a valvole. Notiamo infatti, dalle caratteristiche generali, che, in assenza di segnale, l'amplificatore dissipa — se alimentato con 12 volt — un totale di 2.4 watt (0,2 x 12): per contro, a massima potenza, la dissipazione ammonta a 12 volt x 2,5 ampèere, ossia 30 watt. Ciò — come sappiamo — non accade per le valvole, con le quali l'assorbimento di potenza per l'alimentazione resta pressochè costante (salvo che per gli stadi in classe B) indipedentemente dal livello di potenza erogato.

Ciò significa che, alimentando l'apparecchio con un comune rettificatore, il carico applicato a quest'ultimo (e costituito dall'amplificatore stesso) ha un valore variabile entro ampi limiti, determinati sia dalle caratteristiche del segnale di ingresso, che dalla posizione del regolatore di volume. Per questo motivo, i circuiti di alimentazione, mediante rettificazione della corrente alternata, per apparecchiature a transistori devono essere del tipo autoregolato, ossia provvisti di dispositivi stabilizzatori che rendono la tensione di uscita indipendente dalle caratteristiche del carico applicato.

Entrambi i transistori finali hanno il collettore connesso direttamente al polo negativo dell'alimentazione. In tal modo è possibile installarli entrambi su di un unico radiatore che provvede alla dissipazione del calore che si produce durante il funzionamento. I transistori del tipo OC16 hanno infatti il collettore in contatto diretto con l'involucro esterno.

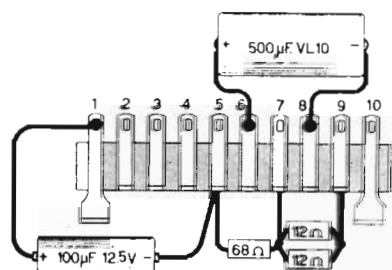



Fig. 4 - Disegno della seconda basetta premontata, for ta unitamente al materiale della scatola di montaggio. Si tratta di na striscia di materiale isolante, provvista di 10 contatti, anch'essi numerati per comodità di montaggio. I due contatti estremi sono più lunghi, e vanno connessi a massa.

Un'ultima particolarità del doppio stadio finale è che, sebbene i due transistori debbano essere appositamente selezionati, affinchè presentino caratteristiche statiche e dinamiche identiche per poter funzionare in modo soddisfacente in un circuito a « push-pull », la

Fig. 5 - Vista del transistore OC16, in proiezione verticale dal basso. Sono indicate le connessioni agli elettrodi.

polarizzazione delle due basi viene regolata individualmente mediante due resistenze semifisse da 500 ohm, in serie ad una resistenza da 100 ohm. In tal modo, è possibile regolare le polarizzazioni affinchè le due correnti di collettore siano perfettamente bilanciate, col

Fig. 6 - Vista laterale della disposizione degli accessori di montaggio del transistore OC16. Viene così curato un buon isolamento, e, contemporaneamente, una buona dissipazione del calore.

Fig. 7 - Disegno d'assieme del telaio montato, visto dall'alto. E' facile osservare l'orientamento reciproco del trasformatore di uscita e di quello di accoppiamento tra lo stadio pilota e lo stadio finale, studiato in modo tale che, grazie all'inclinazione di 90° tra i due nuclei, venga evitato l'accoppiamento induttivo tra le correnti circolanti negli avvolgimenti. Sono visibili i perni della tre resistenze semifisse (potenziometri), necessarie per la messa a punto. Tali perni sono tagliati in modo tale da permettere la regolazione mediante un comune cacciavite. E' visibile anche la posizione dei tre transistori OC16, nonchè quella delle varie prese di entrata, di uscita, e di alimentazione. I due condensatori elettrolitici da 1.000 µF sono ancorati mediante due basette isolate, a due posti. Si noti anche la disposizione dei comandi frontali, visibili in basso. La resistenza da 12 ohm, in parallelo ad uno dei condensatori, deve avere un terminale protetto da tubetto sterlingato, e precisamente quello in contatto col polo positivo della capacità.

risultato di una perfetta simmetria dei due segnali di uscita sfasati di 180°. Le resistenze da 100 ohm, presenti in serie alle resistenze di regolazione, costituiscono un valore di sicurezza, grazie al quale, se durante le operazioni di messa a punto la resistenza variabile venisse portata al valore zero (esclusione per cortocircuito tra il cursore ed un terminale), la corrente di collettore non raggiungerebbe mai un valore talmente elevato da deteriorare il transistore.

Tutti i transistori impiegati sono del tipo p-n-p, per cui essi hanno l'emettitore connesso al polo positivo dell'alimentazione, ed i collettori connessi al polo negativo.

Il circuito di impiego è per tutti gli stadi quello denominato « emettitore a massa », o « emettitore comune ».

Il MONTAGGIO MECCANICO

Le operazioni di montaggio non presentano grandi difficoltà, grazie alla presenza, nel materiale costituente la scatola di montaggio, della basetta premontata illustrata alla **figura 3**. Su di essa sono alloggiati quasi tutti i componenti dei primi tre stadi: fanno infatti eccezione i soli potenziometri per il controllo del tono e del volume, e quattro condensatori (di cui due

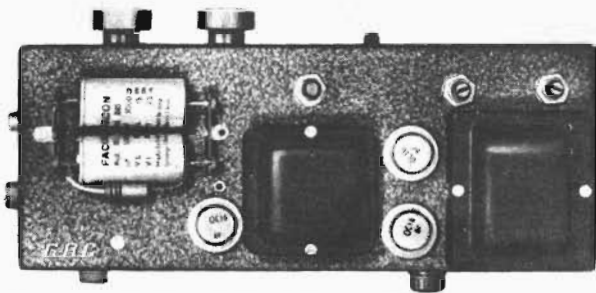



Fig. 8 - Fotografia del telaio montato visto dall'alto. Anche qui sono visibili i componenti illustrati in figura 7. A montaggio ultimato, questa parte del telaio viene coperta dai coperchio a grata, illustrato in figura 1.

di ingresso e due di accoppiamento). Nella figura, detta basetta è visibile dai due lati; in entrambe le rappresentazioni è riportata la numerazione di riferimento delle pagliette di contatto, mediante la quale è possibile individuare i vari punti di ancoraggio durante la costruzione.

La **figura 4** illustra un'altra basetta, vista di lato: si tratta di una striscia di materiale isolante a 10 contatti, alla quale vanno ancorati diversi collegamenti.

Per il fissaggio dei due transistori finali occorre adottare qualche precauzione: la **figura 5** illustra il transistore OC16 in proiezione verticale, visto dalla parte inferiore: sono visibili i due terminali centrali (base ed emettitore), e la linguetta corrispondente al collegamento del collettore. La **figura 6** illustra invece il medesimo transistore, visto di lato, con tutti gli accessori di montaggio, elencati dal basso in alto nella loro progressione. Per il montaggio si introdurrà il transistore nel foro previsto sul radiatore, e, dalla parte opposta, si introdurrà per prima la rondella di mica, e — di seguito — la rondella di « nylon », una seconda rondella di mica, una di ottone nichelato, il terminale da saldare, ed infine il dado di fissaggio, che andrà stretto fino all'arresto.

La **figura 7** illustra lo chassis metallico, sul quale sono visibili alcuni componenti ed i perni dei potenziometri di volume e di tono sporgenti in basso. Si noti la posizione dei due trasformatori, orientati in modo tale che i due nuclei centrali si trovino a 90° uno rispetto all'altro, per evitare accoppiamenti induttivi. La medesima illustrazione è riportata fotograficamente in **figura 8**.

Sono, inoltre, visibili le posizioni dell'interruttore di accensione, dal lato dei perni dei potenziometri, i due attacchi di uscita corrispondenti ai due valori di impedenza, il portafuisibile, la presa per l'alimentazione, e la disposizione dei transistori sul piano.

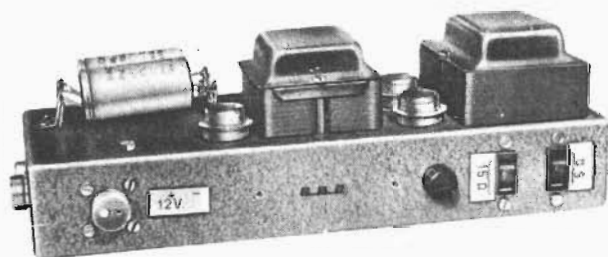



Fig. 9 - Fotografia dell'apparecchio, interamente montato, visto posteriormente. Si osservi anche qui la disposizione delle prese installate sul lato verticale posteriore. A lato degli attacchi di uscita è riportato il valore dell'impedenza del carico (altoparlante).

La **figura 9** è una fotografia dell'apparecchio, interamente montato, e visto posteriormente, dopo averne asportato il coperchio a grata, visibile in figura 1.

Anche in questa illustrazione sono evidenti i due trasformatori (interstadio e uscita), i tre transistori OC16, i due condensatori elettrolitici da 1.000 μF, e le diverse prese distribuite sul lato verticale posteriore, nel seguente ordine da sinistra a destra: attacco per la batteria di alimentazione (con targhetta indicante la polarità), fusibile di sicurezza, uscita con impedenza di 15 ohm, ed infine uscita con impedenza di 5 ohm.

Il MONTAGGIO ELETTRICO

Anche il montaggio elettrico risulta notevolmente semplificato, grazie alla presenza della basetta premontata. Le figure 7, 8 e 9 (già citate) e la **figura 10**, che illustra invece l'apparecchio interamente montato, visto dall'interno, sono abbastanza particolareggiate per eliminare qualsiasi dubbio, naturalmente con l'aiuto del circuito elettrico di figura 2.

Osservando la figura 10, è facile seguire perfettamente il percorso dei vari conduttori, nonchè l'ordine dei collegamenti relativi alla basetta premontata ed alla striscia di ancoraggio a 10 posti, di cui il primo e l'ultimo connessi direttamente a massa.

Il segnale uscente dal primo stadio (XB103), è disponibile in corrispondenza del contatto N° 1 della basetta premontata. Da questo punto, tramite un condensatore elettrolitico da 10 μF, viene portato su un terminale del potenziometro di controllo del tono, oltre il quale prosegue, tramite un secondo condensatore elettrolitico della medesima capacità, verso un terminale del potenziometro di controllo del volume.

La paglietta della basetta premontata, contrassegnata in figura 10 col numero 14, è connessa direttamente a massa.

Nella medesima figura sono inoltre riportati i colori dei collegamenti uscenti dai trasformatori di Bassa Frequenza (pilota e di uscita). Tali colori devono essere strettamente osservati, onde evitare inversioni di fase o di valori di impedenza, che potrebbero, in fase di collaudo, essere causa di seri inconvenienti.

Altrettanta importanza deve essere attribuita ai collegamenti relativi ai tre potenziometri di messa a punto (due da 500 ohm ed uno da 1.000 ohm), fissati al piano orizzontale del telaio, in quanto una eventuale inversione di uno dei collegamenti, o l'omissione di uno di essi, potrebbe essere causa di grave danno ad uno dei transistori finali o al transistore pilota, non appena il circuito viene messo sotto tensione.

Durante il montaggio — infine — si tenga presente che i condensatori di accoppiamento e buona parte di quelli di disaccoppiamento, sono elettrolitici, e che la loro polarità deve essere assolutamente rispettata. In caso contrario, l'applicazione di una tensione con polarità opposta ne determina rapidamente il corto-circuito.

Rammentiamo quanto detto in varie occasioni in me-

Fig. 10 - Disegno del telaio montato, visto dall'interno. Sono visibili tutti i componenti, unitamente alle relative connessioni. Si notino i numeri di riferimento sulle basette premontate.

rito alla tecnica di saldatura dei transistori. Lo stagno deve essere applicato con la punta del saldatore perfettamente pulita. e nella quantità appena sufficiente ad effettuare la saldatura. L'operazione deve essere rapida, e va compiuta tenendo il terminale del transistore da saldare tra le punte di una pinza, per favorire la dispersione del calore.

Alcuni collegamenti possono essere effettuati con conduttore di rame nudo (e precisamente quelli rappresentati nelle diverse figure con tratto nero). Tutti gli altri dovranno essere ricoperti di tubetto « sterling », onde evitare possibilità di corto-circuiti.

Unitamente alla scatola di montaggio, viene fornita una quantità di stagno preparato sufficiente per l'intero montaggio. E' bene servirsi esclusivamente di questa lega, evitando l'uso di altre paste deossidanti, onde assicurare una lunga durata e l'assenza di intermittenze dovute a cattivi contatti.

Il montaggio dovrà essere ordinato e disposto razionalmente, così come indicato alla figura 10. Ciò consentirà di seguire il circuito realizzato, controllando che non siano stati commessi errori di collegamento. Dopo aver effettuato più volte questo controllo, con cura maggiore che non per apparecchiature a valvola, in quanto l'eventuale inversione di polarità della tensione applicata ad un transistore può — a volte — provocarne il deterioramento, si può procedere al collaudo ed alla messa a punto.

COLLAUDO e MESSA a PUNTO

Per prima cosa è necessario collegare un altoparlante in uscita. Si rammenti a questo riguardo che sono disponibili due valori di impedenza, e che è indifferente collegare un altoparlante da 5 ohm o da 15 ohm di bobina mobile, purchè però il collegamento venga effettuato alle prese relative all'impedenza di carico disponibile.

Si accerti che la polarità della batteria di alimentazione sia esatta (polo positivo connesso alla massa dello chassis), indi, senza collegare nulla all'ingresso, e tenendo i controlli di volume e di tono in posizione media, si può accendere l'apparecchio spostando lateralmente l'interruttore di accensione, che deve essere portato in posizione « ON » (acceso). Si deve udire subito un lieve fruscio nell'altoparlante, che verrà coperto da ronzio toccando col dito o col cacciavite uno dei due attacchi di ingresso (quello isolato da massa). Se ciò accade, è indizio evidente che non esistono errori di collegamento di notevole importanza.

Ad evitare di danneggiare i transistori OC16 (sia il pilota che i due dello stadio finale), è bene provvedere immediatamente alla regolazione delle polarizzazioni.

A tale scopo, è necessario — dopo aver spento l'apparecchio — interrompere il circuito di collettore di uno dei due transistori finali (ad esempio nel punto indicato con «A» sullo schema di figura 2). Il circuito verrà poi chiuso attraverso un milliamperometro (« tester ») predisposto per una portata di 50 mA a fondo scala. Ciò fatto, si riaccende l'apparecchio, e si regola la resistenza variabile da 500 ohm, presente nel circuito di base di quel transistore, fino ad avere una corrente di 30 mA nel circuito del collettore.

Transistore	Base	Emettitore	Collettore
X B 103	2,9	2,5	5,3
X B 103	—	—	2,9
X C 101	2,9	2,7	5,5
OC16	3,5	3	9,2
2 × OC16	0,15	—	11,7

Tabella delle tensioni. I valori elencati sono stati rilevati con uno strumento avente una sensibilità di 20.000 ohm per volt, e con una tensione di alimentazione dell'amplificatore di 11,7 volt. Possono differire del 10% in più o in meno.

La medesima operazione deve essere eseguita per il secondo transistore finale, regolando però — questa volta — l'altra resistenza da 500 ohm, quella presente nel circuito di base del secondo transistore. In questo caso, l'interruzione per l'inserimento del milliamperometro deve essere effettuata nel punto contrassegnato « B » sullo schema di figura 2. Queste due operazioni perfezionano l'adattamento dei due transistori finali al funzionamento simmetrico in controfase.

Ciò fatto, si compie la stessa regolazione nei confronti del transistore OC16 che pilota lo stadio finale. Si interrompe (ad apparecchio spento) il circuito del collettore nel punto « C » dello schema, ossia prima del primario del trasformatore interstadio, e si collega ai capi rimasti liberi il « tester », predisposto per la portata di 500 mA a fondo scala. Indi si riaccende l'apparecchio, e si regola la resistenza variabile da 1.000 ohm presente nel circuito di base, in serie alla resistenza di sicurezza da 330 ohm, fino a leggere sullo strumento una corrente di 250 milliampère.

Una volta compiuta quest'ultima operazione, l'amplificatore è quasi pronto per funzionare. Non resta che controllare tutte le tensioni, che riportiamo nella apposita tabella. Esse sono state rilevate con uno strumento avente una sensibilità di 20.000 ohm per volt, e possono differire del 10% in più o in meno.

Se si riscontrassero differenze rilevanti, sarà opportuno rivedere l'intero circuito, ed osservare soprattutto che, pur essendo esatti i collegamenti, non sia stato scambiato di posto qualche valore di resistenza. In ogni caso, non dovrebbe essere difficile rintracciare la causa.

Una volta controllate le tensioni, l'apparecchio è senz'altro pronto per funzionare. Basterà collegare all'ingresso relativo un microfono o il « pick-up » di un giradischi, e regolare il tono ed il volume a seconda delle esigenze. Si constaterà come questo apparecchio, piccolo, leggero e di facile realizzazione, non abbia nulla da invidiare ad un tipo analogo a valvole.

DOMANDE sulle LEZIONI 118ª e 119ª

N. 1 —
Cosa si intende per stereofonia, detta anche effetto « presenza » ?

N. 2 —
Come viene effettuata una registrazione stereofonica?

N. 3 —
Su cosa può essere effettuata una registrazione stereofonica ?

N. 4 —
In quale modo vengono attualmente installate le testine di registrazione e riproduzione « stereo » a mezzo di un nastro magnetico ?

N. 5 —
In cosa consiste il sistema di registrazione « stereo » su disco, denominato « 45-45 » o « Westrex » ?

N. 6 —
Per quali motivi questo metodo è risultato preferibile agli altri precedentemente sperimentati ?

N. 7 —
Cosa si intende per « diafonia » ? Quando si manifesta questo fenomeno ?

N. 8 —
Su quale principio si basa un moderno « pick-up » stereofonico del tipo piezoelettrico ?

N. 9 —
Quando si può manifestare una diafonia, nel caso di registrazione « stereo » su nastro ?

N. 10 —
A cosa serve negli impianti stereo, il controllo di bilanciamento ?

N. 11 —
Nell'amplificatore a transistori descritto alla lezione 119ª, a cosa serve la resistenza da 330 kohm connessa in parallelo all'ingresso « FONO » ?

N. 12 —
In quale posizione deve essere il cursore del potenziometro da 10 kohm (per il controllo del tono), affinchè sia massima l'amplificazione degli acuti ?

N. 13 —
Per quale motivo esistono una resistenza semifissa da 1.000 ohm e due da 500 ohm, rispettivamente nei circuiti di base del transistore pilota e dei due transistori finali ?

N. 14 —
Quanti circuiti di controreazione esistono nell'amplificatore a transistori descritto ?

N. 15 —
Cosa accadrebbe se si applicasse un carico da 5 ohm alla presa di uscita a 15 ohm, o un carico da 15 ohm alla presa a 5 ohm ?

N. 16 —
Per quale motivo esistono le tre resistenze di disaccoppiamento (da 1 kohm, da 68 ohm e da 5 ohm), sul lato negativo dell'alimentazione, tra i diversi stadi ?

RISPOSTE alle DOMANDE di Pag. 929

N. 1 — La percentuale massima ammessa si aggira intorno allo 0,5%.

N. 2 — Perchè è necessaria una riserva di potenza per i transitori e per i « fortissimo » d'orchestra. Inoltre, utilizzando solo parte della potenza disponibile, si ha distorsione ancora minore di quella presente a pieno carico.

N. 3 — Per consentire il massimo smorzamento elettrico dell'altoparlante.

N. 4 — A predisporre con comando unico, il preamplificatore su una determinata curva di responso, complementare a quella del dispositivo dal quale proviene il segnale di ingresso.

N. 5 — Perchè le variazioni di intensità dei suoni non vengono avvertite dall'orecchio umano secondo un rapporto lineare col variare della frequenza.

N. 6 — Attenua l'ampiezza dei segnali a frequenza elevata, col diminuire del guadagno richiesto all'amplificatore.

N. 7 — Un trasformatore di uscita il cui primario è parzialmente in comune tra il circuito di placca e quello di griglia schermo.

N. 8 — Solitamente, il 50%. Una percentuale maggiore diminuirebbe eccessivamente la potenza di uscita, in quanto le valvole finali verrebbero a trovarsi pressochè in condizioni di funzionamento con collegamento a triodo.

N. 9 — Suddividendo gli avvolgimenti in due parti eguali ed affiancate, ed alternando, durante il lavoro di avvolgimento, parti del primario a parti del secondario.

N. 10 — La reciproca influenza tra due segnali di ingresso contemporanei, e di frequenza diversa. Si verifica quando il segnale a frequenza maggiore appare modulato da quello di frequenza minore.

N. 11 — Perchè, per ottenere la migliore linearità, si affida ad altoparlanti a cono di grande diametro la riproduzione delle note basse, e ad altri di minori dimensioni quella delle note acute.

N. 12 — Collegando in serie alla bobina mobile una capacità di valore tale da opporre una certa reattanza alla frequenza da eliminare, consentendo invece il passaggio alle sole frequenze superiori ad un dato valore.

N. 13 — Un altoparlante a compressione, destinato alla sola riproduzione delle note acute.

N. 14 — Un altoparlante a cono, destinato alla sola riproduzione delle note gravi.

N. 15 — Tra il piedino Nº6 ed il piedino Nº 3 della valvola 12AU7, ossia tra la placca del secondo triodo ed il catodo del primo.

N. 16 — Per evitare che la corrente alternata, presente nella linea di alimentazione del filamento, induca una tensione nel circuito del segnale, provocando così la presenza di rumore di fondo in uscita.

COSTRUZIONE di un AMPLIFICATORE STEREOFONICO

Alla lezione illustrativa della tecnica riguardante la riproduzione stereofonica (lezione 118ª) facciamo seguire, secondo i principi normalizzatori del Corso, una descrizione a carattere eminentemente pratico vertente sullo stesso soggetto. Così, il lettore che lo desidera, potrà costruire un amplificatore stereofonico che gli consentirà di apprezzare le prerogative delle apposite incisioni discografiche, che già numerose si trovano in commercio. Lo stesso amplificatore, naturalmente, potrà essere impiegato per l'ascolto di segnali stereo provenienti da un registratore adatto, nonchè per la normale riproduzione dei segnali monofonici. L'apparecchio (denominato SM/1111 nell'assieme di montaggio) si presenta come da **figura 1**.

Fig. 1 - Aspetto dell'amplificatore stereofonico interamente montato. E' visibile la posizione dei diversi comandi installati sul pannello frontale. L'intero apparecchio è racchiuso in una elegante cassetta metallica, verniciata a fuoco. Sulla superficie superiore sono visibili le feritoie praticate nella lamiera, per favorire la circolazione dell'aria, necessaria per evitare il surriscaldamento all'interno.

Caratteristiche generali

Potenza massima di uscita indistorta . . . . 10 watt

Potenza ottenibile su ciascun canale, per distorsione max. pari a 0,8%,
- frequenze basse . . . . 3,2 watt
- frequenze alte . . . . 0,7 watt

Livello ronzio . . . . 70 dB al di sotto del livello massimo.

Controreazione . . . . indipendente sui due canali

Rapporto di controreazione ad 1/30 della potenza massima . . . ⅓

Sensibilità dell'ingresso stereo . . 20 mV

Sensibilità dell'ingresso fono . . . . 30 mV

Sensibiltà dell'ingresso sintonizzatore (« tuner ») . . . . 50 mV

Controlli: Selettore ingresso, bilanciamento, volume (fisiologico), note alte, note basse.

DESCRIZIONE del CIRCUITO

La disposizione schematica è illustrata alla **figura 2**, nella quale si nota la suddivisione dell'apparecchio in due amplificatori, assolutamente identici tro loro, facenti capo, all'ingresso, ad un'unica testina (« pick-up »)

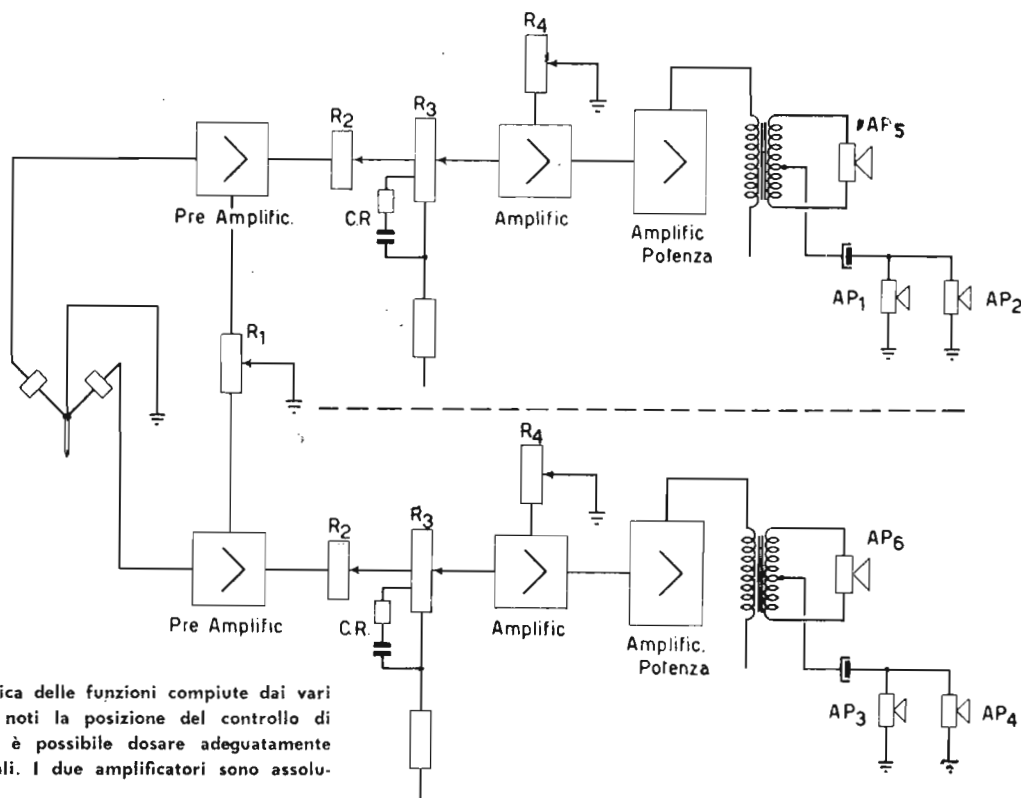



Fig. 2 - Rappresentazione schematica delle funzioni compiute dai vari stadi e dai relativi controlli. Si noti la posizione del controllo di bilanciamento, mediante il quale è possibile dosare adeguatamente la potenza di uscita dei due canali. I due amplificatori sono assolutamente identici tra loro.

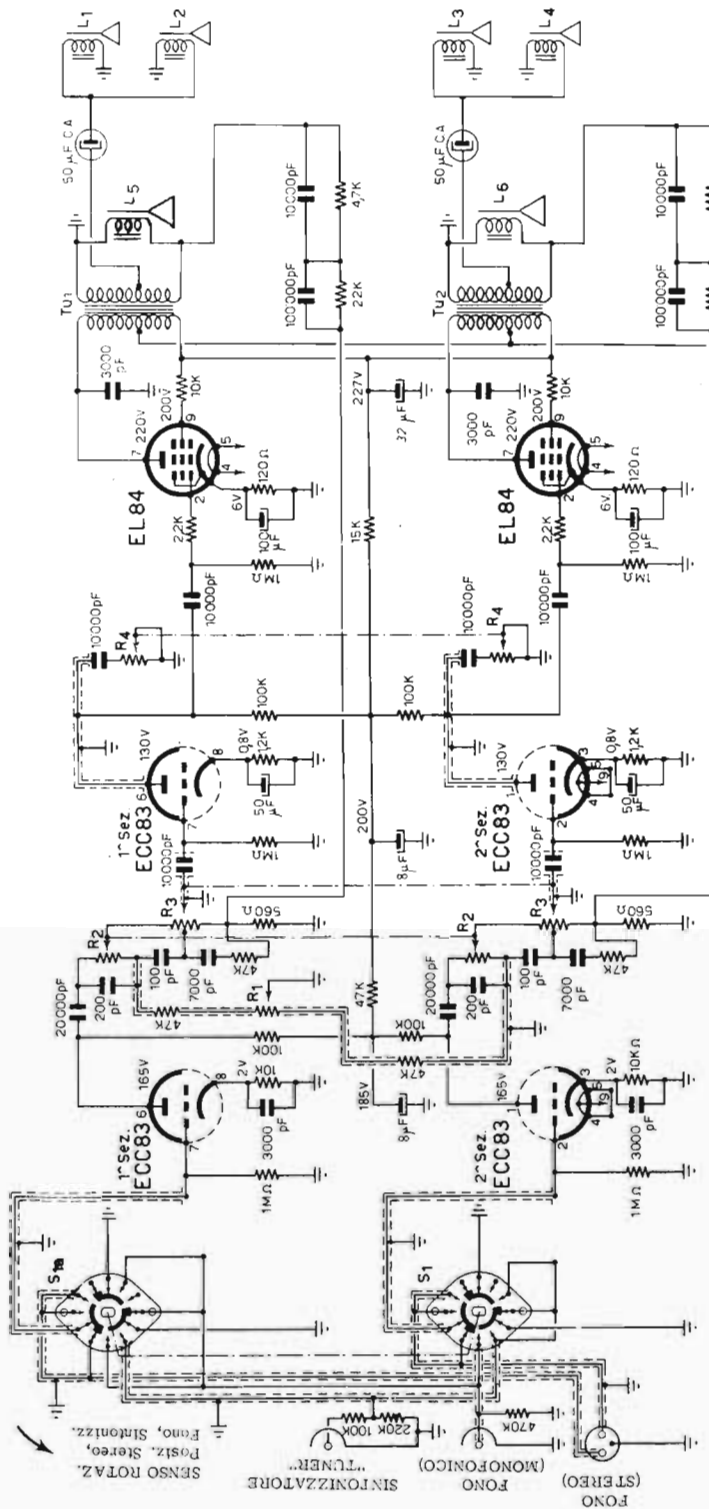



Fig. 3 - Circuito elettrico dell'amplificatore stereofonico descritto. Il selettore di ingresso (S1 ed S1a) consente la predisposizione dell'apparecchio per la riproduzione di un disco « stereo », oppure per il collegamento ad una testina monofonica o ad un sintonizzatore esterno. I controlli di tono e di volume delle due unità sono abbinati, ossia azionati mediante un unico perno per ciascuna funzione. Per le eventuali correzioni è presente il già citato controllo di bilanciamento. Si hanno in totale 5 valvole.

ELENCO dei COMPONENTI

1 - Telaio con fondo e coperchio
1 - Trasformatore di alimentazione
1 - Impedenza
2 - Trasformatore di uscita
1 - Commutatore premontato con 2 dadi
1 - Potenziometro premontato con 2 dadi
1 - Serie basette premontate
1 - Potenz. 10 Mohm + 10 Mohm
1 - Potenz. 1 Mohm + 1 Mohm
1 - Potenz. 0,5 Mohm
1 - Potenz. 50 ohm a filo
1 - Manopolina in gomma
1 - Targhetta stereo
2 - Schermi per valvole
3 - Zoccoli Noval
2 - Zoccoli Noval con ghiera
1 - Portafusibile
1 - Cambio tensione
2 - Fusibili da 3 ampère
2 - Serie prese e spine
2 - Prese a 3 contatti
3 - Spinotti a 3 contatti
1 - Basetta a 6 posti
6 - Basette a 3 posti
1 - Fermacordone
1 - Passacordone
3 - Pagliette semplici di massa
1 - Portalampade Bulgin doppio
1 - Lampadina 6,3/0,15

2 - Resistenze da 1 kohm ½ Watt
6 - Resistenze da 2,2 kohm ½ Watt
5 - Resistenze da 100 kohm ½ Watt
1 - Resistenza da 15 kohm ½ Watt
4 - Resistenze da 10 kohm ½ Watt
2 - Resistenze da 1,2 kohm ½ Watt
3 - Resistenze da 47 kohm ½ Watt
2 - Resistenze da 470 kohm ½ Watt
1 - Resistenza da 220 kohm ½ Watt
1 - Resistenza da 120 ohm 1 Watt

1 - Cond. 50 + 50 μF 350 V
1 - Cond. 32 μF 350 V
1 - Cond. 8 + 8 μF 350 V
2 - Cond. 50 μF 5 V c.a.
2 - Cond. 50 μF 25 V
2 - Cond. 100 μF 25 V
4 - Cond. 3000 pF
2 - Cond. 20.000 pF
2 - Cond. 10.000 pF

4 - Cond. 10.000 pF
2 - Cond. 200 pF ceramica
4 - Manopole
1 - Manopola incisa
m. 2 - Stagno
m. 1,5 - Filo collegamento rosso
m. 1,5 - Filo collegamento grigio
m. 1 - Filo nudo stagnato
m 1 - Tubetto sterling

m. 3 - Cavetto schermato bianco
cm. 20 - Tubetto vipla Ø 6 mm
1 - Cordone alim. con spina
cm 10 - Tubetto vipla Ø 10 mm
m 1 - Trecciola a 2 capi
4 - Chiodini speciali
2 - Viti da 4x40
2 - Dadi da 4M
30 - Viti 3x6
2 - Viti 3x10
1 - Vite 3x10 svasata
3 - Dadi da 3 m.
4 - Schermi piccoli per condensatori
2 - Schermi grandi per condensatori
2 - Valvole EL 84
2 - Valvole ECC83
1 - Valvola EZ80

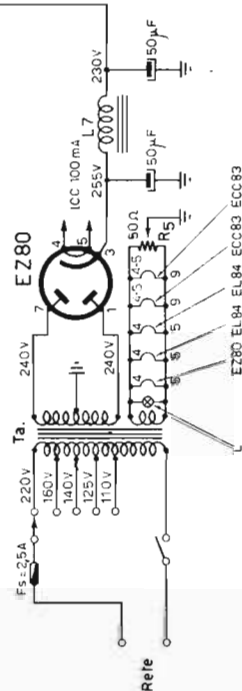
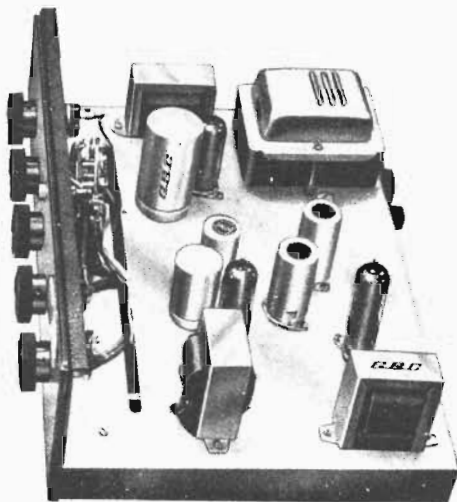



Fig. 4 - Fotografia del telaio, interamente montato, visto di lato. Sono visibili tutti i componenti installati sulla parte superiore del telaio, nonchè i comandi fissati al pannello frontale.

del tipo stereo, ed all'uscita a due altoparlanti separati, necessari per la doppia riproduzione, costituiti ciascuno da tre unità.

I due segnali complementari, provenienti dalla testina, entrano separatamente in due stadi preamplificatori, tra i quali è presente il controllo di bilanciamento. Le uscite di questi due stadi proseguono attraverso gli stadi successivi, fino ai due dispositivi di riproduzione, rappresentati — in questo caso — da un altoparlante per le note gravi e da due unità minori per le note acute, per ogni canale.

La **figura 3** riporta il circuito elettrico completo, mediante il quale, con l'aiuto dell'elenco dei componenti

Fig. 6 - Disegno in pianta del telaio montato, visto dall'alto. Si noti la posizione del trasformatore di alimentazione, dei due trasformatori di uscita, dei diversi condensatori elettrolitici di filtro e di disaccoppiamento tra gli stadi, nonchè dei comandi frontali, tra cui i doppi potenziometri di tono e di volume, ed il controllo di bilanciamento abbinato all'interruttore generale. Si osservi anche l'orientamento degli zoccoli portavalvola.

riportato, è possibile procedere al montaggio nel modo consueto. Il selettore di ingresso *S*1, costituito da due settori), provvede a predisporre l'amplificatore per il funzionamento come impianto stereofonico, monofonico, o per il collegamento ad un sintonizzatore esterno. Il potenziometro *R*1 agisce da controllo di bilanciamento, in quanto consente di variare la ripartizione dei due segnali provenienti dai due stadi di ingresso.

I due potenziometri *R*2, comandati da un unico albero, costituiscono il doppio controllo di tono delle note basse, mentre le due coppie di potenziometri *R*3 ed *R*4, anch'essi abbinati tra loro, costituiscono i due controlli separati, rispettivamente per il volume fisiologico e per le note alte.

I due stadi finali constano ciascuno di un pentodo del tipo EL84, ciascuno dei quali ha il suo trasformatore di uscita. Gli altoparlanti per la riproduzione delle note gravi sono connessi direttamente in parallelo al secondario dei due trasformatori di uscita, mentre i due altoparlanti minori, adatti alla riproduzione delle

Fig. 5 - Disposizione degli attacchi fissati alla fiancata verticale posteriore dello chassis. Quando — a montaggio ultimato — l'apparecchio viene installato nel suo involucro, le prese qui indicate restano accessibili dall'esterno.

note acute, presenti in coppia ad entrambe le uscite, sono tra loro in parallelo e — a loro volta — in parallelo ad una parte del secondario, attraverso un condensatore elettrolitico per corrente alternata da 50 μF.

Fig. 7 - Disegno di assieme del telaio interamente montato, visto dall'interno. La parte superiore rappresenta il pannello di comando. Sono facilmente riconoscibili i componenti, sui quali è riportato il valore, e le connessioni relative.

In entrambi gli amplificatori, il circuito di controreazione è applicato tra il secondario del trasformatore di uscita ed il ritorno a massa del potenziometro *R3* che controlla il volume.

Il circuito di alimentazione è convenzionale, come pure il sistema di filtraggio e di disaccoppiamento anodico.

Il MONTAGGIO MECCANICO

Non ci dilungheremo — questa volta — sulle consuete operazioni di montaggio, alle quali il lettore è ormai da tempo abituato. La **figura 4** illustra la disposizione dei componenti sul telaio. La **figura 5** indica la disposizione delle prese sullo chassis e la **figura 6** riproduce ancora, in disegno, il telaio visto in pianta. Osservando tali figure non risulterà difficile installare le varie parti al loro posto, rispettando l'orientamento.

Il MONTAGGIO ELETTRICO

Anche nei confronti del montaggio elettrico non potremo che ricordare ancora una volta tutte le precauzioni necessarie ad ottenere un cablaggio razionale. L'unica particolare caratteristica di questo apparecchio consiste nel fatto che si tratta — in realtà — di due amplificatori assolutamente identici tra loro. Inoltre, data la notevole amplificazione da parte di ogni

Fig. 8 - Fotografia del telaio montato e visto dal di sotto. Anche questa illustrazione è d'aiuto per individuare rapidamente la posizione dei diversi componenti del circuito.

singolo stadio, è bene curare al massimo la schermatura dei collegamenti percorsi dal segnale, al fine di evitare reciproche influenze che si risolverebbero in una fastidiosa intermodulazione tra i due canali.

La **figura 7** illustra il telaio interamente montato, visto dalla parte inferiore. In alto è riportato il pannello di comando, ed in basso il piano del telaio. I diversi collegamenti, riuniti in fasci paralleli ove necessario, corrispondono a quelli rivolti verso l'alto nella parte superiore del disegno.

Essendo riportati i valori sulla maggior parte dei componenti, ben difficilmente potrà accadere di commettere un errore di qualsiasi genere. Si raccomanda — in ogni caso — di seguire attentamente, durante il montaggio, sia la figura 7 ora citata, sia il circuito elettrico di figura 3, sia la riproduzione fotografica del telaio montato, illustrato in **figura 8**.

Dopo aver ultimato il montaggio elettrico, seguendo l'ordine progressivo più volte suggerito in questo Corso, si può senz'altro procedere al collaudo.

VALVOLA	PIEDINI					
	1	3	6	7	8	9
ECC 83		--	165		· 2	--
EL 84	--	--	6	220		200
EZ 80	240 ~	255	--	240 ~		--

Tabella delle tensioni ai piedini delle valvole. Sono state omesse le tensioni di accensione, i cui piedini non figurano. Tale tensione ammonta a 6,3 volt. La misura è stata effettuata con un « tester » da 20.000 ohm per volt, e i valori possono differire del 5%.

COLLAUDO e MESSA a PUNTO

Effettuato varie volte il consueto controllo, sia dell'esattezza dei collegamenti, sia della eventuale presenza di cortocircuiti sull'anodica, si controllino le tensioni a valvole disinserite prima, e poi con la sola raddrizzatrice. Ciò fatto, si colleghino gli altoparlanti alle relative prese d'uscita, e, a valvole inserite, si verifichi che le tensioni ai piedini corrispondano (entro il 10% in più o in meno) a quelle elencate nella apposita tabella qui riportata.

Il potenziometro *R5*, presente in parallelo al secondario del trasformatore di alimentazione che fornisce la tensione di accensione, deve essere regolato fino ad ottenere il minimo ronzio in uscita.

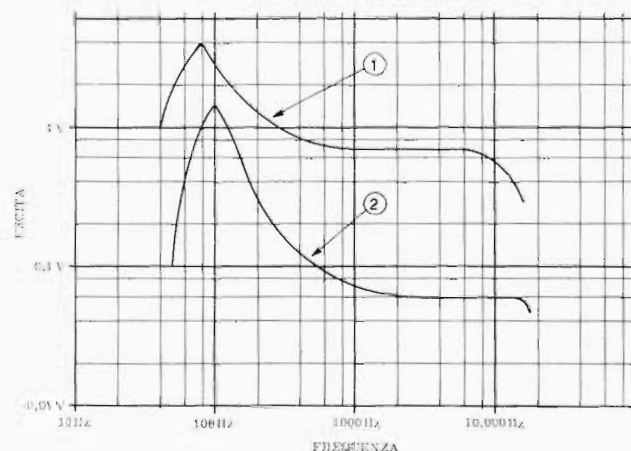



Fig. 9 - Curve di responso dell'amplificatore. La curva 1 è stata rilevata col doppio potenziometro R3 in posizione di massimo volume. La curva 2 è stata invece rilevata col cursore di detto potenziometro in corrispondenza della presa per il controllo fisiologico del volume.

La **figura 9** illustra le due curve di responso degli amplificatori, e precisamente la curva 1, ricavata con il controllo *R3* al massimo, e la curva 2, ricavata col cursore di *R3* in corrispondenza della presa per il controllo fisiologico del volume.

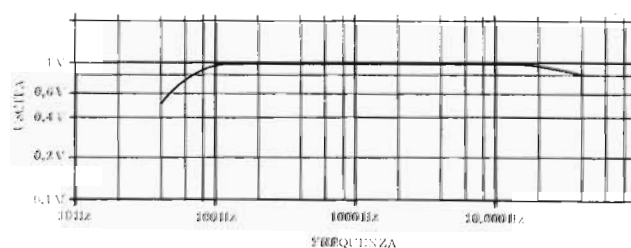



Fig. 10 - Curva di responso generale dell'amplificatore, rilevata con un segnale di ingresso di 3,5 mV, per 1 volt in uscita. Come si nota, il responso alla frequenza può essere considerato lineare da 1000 a 10.000 hertz, tenendo il controllo di tono interamente ruotato verso destra.

La **figura 10**, infine, illustra la curva di responso generale, rilevata con un segnale di ingresso di 3,5 mV.

Per ultimare il collaudo, non resta che inserire nell'attacco relativo una testina stereo, e nel regolare i controlli di volume, tono e bilanciamento, fino ad ottenere una regolare riproduzione da parte dei due altoparlanti, distanti tra loro da due a tre metri. Nel caso di impiego di una testina monofonica, o di un sintonizzatore, il selettore d'entrata dovrà essere nella posizione relativa. In tali condizioni, i due canali forniscono contemporaneamente i medesimi segnali.

L'AMPLIFICATORE

a TRANSISTORI

è il complesso ideale per gli impianti di amplificazione portatili.

PICCOLO - AUTONOMO
DI GRANDE POTENZA

descritto dettagliatamente alla lezione 119ª

FORNITO COME SCATOLA DI MONTAGGIO

Rivolgetevi alle Sedi oppure direttamente alla Sede centrale: Via Petrella, 6 - MILANO

Chiedete all'edicola questo nuovo Numero

RADIO e TELEVISIONE

N. 101

la nitida voce del progresso

SCOTCH
Magnetic Tape

MINNESOTA

Se siete interessati alla televisione, alla radiotecnica, all'elettronica applicata, è nel Vostro reale tornaconto seguire questa rassegna che, mensilmente, con i suoi numerosi articoli, Vi consente un aggiornamento completo con la costante evoluzione della tecnica e del mercato.

Una copia, alle edicole, lire 300

ABBONATEVI !

Abbonamento per 12 Numeri. . . . . lire 3.060.
Per gli abbonati al "Corso di Radiotecnica" . . . . solo lire 2.754.

Abbonamento: "RADIO e TELEVISIONE" - via dei Pellegrini N. 8/4, conto corrente postale: 3/4545 - Milano

L'abbonamento non ha riferimento all'anno solare e vi da sempre diritto a ricevere 12 Numeri: inoltre, vi invieremo 4 fascicoli in omaggio, da voi scelti tra quelli disponibili, anteriori al N. 97.

Se non disponete del N. 98 potete farlo includere nell'abbonamento.

MANTENETEVI AGGIORNATI CON LA TECNICA RADIO - TV LEGGENDO ASSIDUAMENTE **« RADIO e TELEVISIONE »**

GELOSO

COMPONENTI

PER IMPIANTI ALTA FEDELTA'

AMPLIFICATORE ALTA FEDELTA' G 203 - HF

Risposta lineare 20 ÷ 20.000 Hz - Potenza d'uscita 7 ÷ 11 watt - Distorsione totale inferiore all'1% a piena potenza - 2 circuiti d'entrata, per pick-up piezo o a riluttanza variabile - Controlli di tono indipendenti per alte e basse frequenze - impedenze d'uscita da 3 a 24 ohm - Alimentazione con c.a. 100 ÷ 250 volt - Dimensioni cm 33 x 18 x 19 - Peso kg 6,500 Lire 30.500

COMPLESSO FONOGRAFICO MONOFONICO ALTA FEDELTA' N. 3003

4 velocità con pick-up piezoelettrico - Larga banda di risposta L. 16.000

COMPLESSO FONOGRAFICO STEREOFONICO N. 3005

4 velocità con pick-up piezo per dischi stereo e monoaurali L. 19.000

TRASFORMATORE D'USCITA ALTA FEDELTA' Mod. 5431 - HF

Potenza max. 20 watt (distorsione 1%) - da 30 a 20.000 Hz - Risposta : ± 1 dB da 30 a 40.000 Hz - Induttanza primario 10 henry — Impedenza 5.000 ohm - 1° e 2° secondario : 3÷4; 4,5÷5,5; 6÷8; 12÷16; 15÷19; 18÷24 ohm - 3° secondario: 250 ohm (uscita a tensione costante 70 volt) Lire 15.000

ALTOPARLANTE BIFONICO ALTA FEDELTA' SP303/ST

Risposta 30 ÷ 18.000 Hz - impedenza 16 ohm - Filtro discriminatore incorporato - Diametro max. mm 30 - Peso kg 2.150 . . L. 12.000

ALTOPARLANTE A LARGA BANDA SP301/ST

per frequenze basse e medie negli impianti ad Alta Fedeltà - Risposta 30 ÷ 9.000 Hz - Impedenza 5 ohm - Diametro max. mm 300 - Peso kg. 2.000. . . . . . . L. 6.000

ALTOPARLANTE A LARGA BANDA SP251/ST

per frequenze basse e medie negli impianti ad Alta Fedeltà - Risposta 50 ÷ 10.000 Hz - Impedenza 5 ohm - Diametro max. mm 253 L. 4.600

ALTOPARLANTE PER FREQUENZE ALTE ED ALTISSIME SP92/ST

Risposta 2000 ÷ 15.000 Hz - Impedenza 5 ohm - Deve essere usato in serie ad un condensatore a carta da 1 μF/150 V. . . . L. 1.750

GELOSO S. p. A. - MILANO (808) - Viale Brenta, 29

Per altri tipi di amplificatori, trasformatori d'uscita e componenti Alta Fedeltà, stereo o monoaurali, richiedere il « Bollettino Tecnico Geloso » N. 78 - 79 dedicato alla B.F.

HEATH COMPANY

a subsidiary of Daystrom, Inc.

KIT

MODELLO *EA-3*

REQUISITI

- *Risposta di frequenza entro 1 dB da 20 20.000 Hz con 14 W.*
- *Distorsione inferiore all'1% per 14 W di uscita.*
- *Tre ingressi separati selezionabili con commutatore.*
- *Equalizzazione RIAA.*
- *Controlli dei Bassi e degli Alti separati.*

LARIR RAPPRESENTANTE GENERALE PER L'ITALIA

MILANO P.zza 5 GIORNATE 1 Telefoni: 795.762 - 795.763

Agenti esclusivi di vendita per:

LAZIO - UMBRIA - ABRUZZI . . Soc. FILC RADIO Piazza Dante, 10 - ROMA - telefono 736.771

EMILIA - MARCHE . . . . Ditta A. ZANIBONI Via Azzogardino, 2 - BOLOGNA - telefono 263.359

VENETO . . . . Ditta E. PITTON Via Cavallotti, 12 - PORDENONE - tel. 2244

corso di
RADIOTECNICA

pubblicazione settimanale - 8 - 15 luglio 1961 - un fascicolo lire 150 **41°** numero

corso di RADIOTECNICA

settimanale a carattere culturale

Direzione, Amministrazione, Pubblicità: Via dei Pellegrini 8/4 - Telef. 593.478

MILANO

Ogni fascicolo — contenente 3 lezioni — costa lire 150, acquistato alle edicole.

Se l'edicola risulta sprovvista, o si teme di rimanere privi di qualche numero, si chieda invio settimanale direttamente al proprio domicilio a mezzo abbonamento.

Il versamento per ricevere i 52 fascicoli costituenti l'intero Corso è di lire 6500 + I.G.E. = lire 6630. A mezzo vaglia postale, assegno bancario, o versamento sul conto corr. postale 3/41.203 del « Corso di RADIOTECNICA » - Via dei Pellegrini 8-4 - Milano.

In ogni caso, scrivere in modo molto chiaro e completo il proprio indirizzo.

L'abbonamento può essere effettuato in qualsiasi momento; si intende comprensivo delle lezioni pubblicate e dà diritto a ricevere tali lezioni, che saranno inviate con unica spedizione.

Estero: abbonamento al Corso, Lit. 8.500. ($ 15). Numeri singoli Lit. 300 ($ 0,50).

Per i cambi di indirizzo durante lo svolgimento del Corso, unire lire 100, citando sempre il vecchio indirizzo.

Fascicoli singoli arretrati — se disponibili — possono essere ordinati a lire 300 cadauno.

Non si spedisce contrassegno.

Distribuzione alle edicole di tutta Italia: Diffus. Milanese - Via Soperga, 57 - Milano.

Direttore responsabile: Giulio Borgogno.

Autorizzaz. N. 5357 - Tribunale di Milano.

Stampa: Intergrafica S.r.l. - Cologno Monzese.

La Direzione non rivende materiale radio; essa può comunicare, se richiesta, indirizzi di Fabbricanti, Importatori, Grossisti ecc. in grado di fornire il necessario ed ai quali il lettore può rivolgersi direttamente.

Alla corrispondenza con richiesta di informazioni ecc. si prega allegare sempre il **francobollo per la risposta.**

Parte del testo e delle illustrazioni è dovuta alla collaborazione del Bureau of Naval Personnel, nonchè al Dept. of the Army and the Air Force - U.S.A.

A chi può essere utile questo Corso? Anzitutto — stante la sua impostazione — il Corso, basato sull'esposizione in forma a tutti accessibile, della radiotecnica, dai suoi elementi basilari alla evoluzione più recente, rappresenta la forma ideale per tutti coloro che intendono dedicarsi all'elettronica, sia come forma ricreativa sia — soprattutto — per l'acquisizione di una professione specializzata che possa procurare loro una posizione di privilegio in seno alla società odierna.

Anno per anno, la nostra civiltà si indirizza sempre più verso questa meravigliosa, si potrebbe dire fascinosa, elettronica, che nel modo più evidente consente sviluppi impensati, progressi grandiosi e una rapida evoluzione di tutti gli altri rami dello scibile che essa tocca e influenza.

L'industria, tutta l'industria, nel senso più ampio, da quella elettrotecnica a quella meccanica, alla metallurgica, alla chimica ecc., con i suoi laboratori di ricerca e le sue fabbriche richiede, e richiederà sempre più, con un ritmo rapidamente crescente, tecnici specializzati con conoscenza dell'elettronica, tecnici specificatamente elettronici e persino operai e impiegati di ogni ordine e categoria con cognizioni di elettronica.

Si può dire che anche le branche commerciali, quelle dei trasporti e persino quelle amministrative con le recenti introduzioni delle calcolatrici, abbisognano di personale che conosca i principi dell'elettronica, le macchine relative, il loro pieno sfruttamento, la eventuale riparazione ecc. e, quanto più in modo completo, quanto meglio.

Nasce, da una tale situazione, una logica conseguenza: per la scelta di una professione o di un mestiere, per un miglioramento della propria posizione sociale, per l'intrapresa di una libera attività o anche per la sola acquisizione di cognizioni che indubbiamente verranno oltremodo utili, è quanto mai opportuno riflettere se non sia conveniente dedicare un po' di tempo allo studio di questa scienza che ha tra l'altro il pregio di rendersi immediatamente attraente, concreta, accessibile e foriera di moltissime soddisfazioni.

A questo scopo appunto, e con questi intenti, è stato redatto questo Corso.

Non mancano invero altri corsi (specie per corrispondenza) o scuole di radiotecnica, nè mancano (sebbene siano in numero del tutto inadeguato) scuole statali o pareggiate ma la struttura e l'impostazione che caratterizzano queste 156 lezioni sono alquanto particolari, presentando non pochi vantaggi sulle diverse altre forme di cui si è detto.

Anzitutto vogliamo porre in evidenza **il fattore economico.**

Frequentare regolarmente, durante tutto l'anno, una scuola è certo il modo più logico — anche se non il più rapido — per apprendere ma, tralasciando il fatto che rarissimi sono gli Istituti di radiotecnica, è a tutti possibile dedicarsi esclusivamente, e per l'intero anno, allo studio? Noi riteniamo che chi può farlo costituisca oggi assai più l'eccezione che la regola. Ciò significa infatti poter disporre liberamente del proprio tempo senza avere la necessità di un contemporaneo guadagno: il nostro Corso permette a chiunque di studiare a casa propria, nelle ore libere dal lavoro, senza abbandonare o trascurare quest'ultimo. Ciò caratterizza invero anche altri corsi, ma il vantaggio economico diviene notevole ed evidentissimo se si considera che di fronte all'esborso, anche se rateale, di quasi 80.000 lire che i corsi per corrispondenza richiedono, seguendo il nostro Corso la spesa in un anno risulta di poco più di 7500 lire (150 lire alla settimana presso un'edicola) o di 6630 lire totali, con recapito postale, settimanale, delle lezioni a domicilio.

E' superfluo dire che la Modulazione di Frequenza, i transistori, i circuiti stampati, la trasmissione, il telecomando ecc. sono argomenti integrali del Corso e non costituiscono motivo di corsi speciali, aggiunti o particolari.

Le lezioni di questo Corso — a differenza di molte altre — non sono stampate con sistemi di dispensa, a ciclostile, o con sistemi più o meno analoghi, derivanti cioè da un originale battuto a macchina da scrivere; esse sono stampate in uno stabilimento grafico, con chiari caratteri tipografici da cui deriva una assai più agevole lettura e — fattore certamente di non secondaria importanza — un contenuto molto più ampio, corrispondendo una pagina a stampa a tre o quattro pagine di quelle citate. Il lettore avrà, alla fine del Corso, un volume di ben 1248 pagine di grande formato!

Chiunque, indipendentemente dall'età, dalla professione e dalle scuole compiute **può seguire il Corso.** Alle esposizioni teoriche si abbinano numerose, attraenti, istruttive ed utili descrizioni che consentono la realizzazione di ricevitori, amplificatori, strumenti vari e persino di trasmittenti su onde corte.

A questo proposito è sintomatico il fatto che la Direzione non vuole assolutamente assumere la fisionomia di un fornitore o commerciante di materiale radio, rivendendo agli allievi le parti necessarie. Il materiale occorrente l'interessato può acquistarlo dove e come meglio crede e, assai spesso anzi, già ne dispone. Viene così evitato l'acquisto forzoso, caratteristico più o meno di tutti gli altri corsi.

Anche chi è già radiotecnico, anche chi ha seguito o segue altri corsi troverà il massimo tornaconto in questo completo ed aggiornato lavoro. Molte nozioni, è logico, saranno note, altre un po' meno e sarà utile rinfrescarle, e il tutto infine costituirà un manuale di consultazione, prezioso tanto per la teoria esposta quanto per i numerosi schemi, per le tabelle, per i grafici, gli elenchi, i dati, il vocabolario dei termini ecc.

Concludendo, si può affermare che questo **Corso di Radiotecnica** oltre che come insegnamento graduale si presenta come **enciclopedia e rivista assieme** ciò che permette di formare — con modestissima spesa — **il più completo, ricco, utile e pratico volume di radiotecnica di cui sia dato oggigiorno disporre.**

ANTENNE

L'antenna costituisce quel particolare tipo di circuito elettronico, già da noi sommariamente esaminato, che ha lo scopo di irradiare nello spazio, o ricevere dallo spazio, energia elettromagnetica. Ovviamente, nel primo caso si tratta di *antenne trasmittenti*, che si collegano all'uscita dei trasmettitori per distribuire nell'etere il segnale a radiofrequenza generato; nel secondo caso si tratta di *antenne riceventi*, che captano le onde elettromagnetiche provenienti da un'antenna trasmittente più o meno lontana.

Il principio di funzionamento è il medesimo, sia per le antenne trasmittenti che per quelle riceventi. Perciò, in questa lezione, dedicata allo studio teorico delle antenne, allorchè ci riferiremo alle antenne trasmittenti, resta inteso che i concetti esposti si adattano perfettamente anche alle antenne riceventi. Non solo il principio di funzionamento è eguale per i due tipi di antenne, ma lo è anche l'effettiva struttura, nel senso che, se un'antenna è adatta a trasmettere nel miglior modo una certa frequenza, essa è adatta anche a riceverla.

E' questo il principio della reciprocità delle antenne. Nonostante ciò, in pratica, le antenne trasmittenti vengono realizzate con una certa differenza di struttura nei rispetti di quelle riceventi, e ciò in particolare per i seguenti motivi. Innanzitutto, le antenne trasmittenti devono essere costruite in modo da poter sopportare forti correnti e tensioni, dato che ad esse viene applicata l'intera potenza fornita dal trasmettitore: le antenne riceventi, per contro, sono percorse solo da segnali debolissimi, determinati dai campi elettromagnetici presenti nello spazio. In secondo luogo, i trasmettitori lavorano solitamente su di una sola frequenza ben determinata, e quindi le dimensioni delle antenne trasmittenti vengono calcolate appositamente in corrispondenza del massimo rendimento nei confronti della frequenza di trasmissione. I ricevitori, invece, devono poter ricevere trasmissioni entro una vasta gamma di frequenze, perciò le antenne di ricezione non sono studiate per una frequenza particolare, bensì in modo da fornire un buon rendimento su un'intera gamma.

GENERALITA'

Vediamo ora quali siano le principali prerogative che differenziano le antenne dagli altri circuiti elettrici. Quando un circuito è percorso da corrente a radiofrequenza, l'energia circolante viene in parte sfruttata ed in parte dissipata sotto forma di calore. Ciò avviene nei normali circuiti a noi noti, che si incontrano sia nei ricevitori che nei trasmettitori.

Quando le dimensioni fisiche del circuito sono apprezzabili (nei confronti della lunghezza d'onda) si ha un'ulteriore causa di dissipazione di energia, determinata dal fatto che parte di essa viene irradiata nello spazio, sotto forma di onde elettromagnetiche. I circuiti progettati e realizzati in modo che l'energia ad essi fornita sia completamente irradiata (o quasi) nello spazio, sono appunto le antenne trasmittenti.

L'intensità del campo elettromagnetico irradiato da un tratto di filo conduttore percorso da corrente a radiofrequenza, dipende dalla lunghezza del filo e dalla intensità della corrente. A parità di dimensioni della antenna, l'irradiazione è massima in corrispondenza della massima corrente: pertanto è auspicabile che, a parità di potenza fornita all'antenna, il valore della corrente sia il più alto possibile.

Sappiamo già che in un circuito presentante, rispetto ad un segnale a radiofrequenza, sia resistenza che reattanza, la massima corrente si ottiene quando il circuito è accordato sulla frequenza in questione, ossia — come si suol dire — quando è in risonanza. In tali circostanze, infatti, le reattanze capacitiva ed induttiva sono tali da annullarsi vicendevolmente, e la corrente è limitata dalla sola componente resistiva. Ciò vale nel caso dei circuiti a costanti concentrate, ossia nei comuni circuiti accordati, nei quali l'induttanza è concentrata in un unico componente (la bobina) e la capacità in un altro, distinto dal primo (il condensatore). L'antenna è invece un circuito a costanti distribuite; in altre parole, in essa la capacità e l'induttanza sono distribuite uniformemente lungo tutto il circuito. Non sembrerà quindi strano che, nel caso dell'antenna, le condizioni di risonanza su di una determinata frequenza si possano ottenere attraverso una regolazione della lunghezza, dato che a tale regolazione corrispondono mutamenti nell'induttanza e nella capacità.

La risonanza

Si è sperimentalmente trovato che le condizioni di massima irradiazione sussistono quando la lunghezza dell'antenna è pari alla metà della lunghezza d'onda del segnale, oppure ad un multiplo di tale valore. A questo risultato si può pervenire anche per via del tutto teorica, sebbene con calcoli piuttosto complessi.

Come vedremo, la massima irradiazione, corrispondente alle condizioni di risonanza, è accompagnata dal-

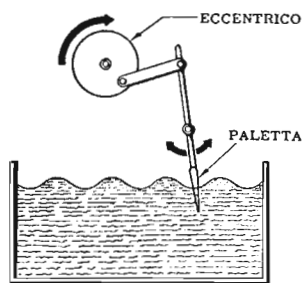



Fig. 1 - Formazione di onde stazionarie in una massa d'acqua contenuta in un recipiente, mediante un agitatore azionato da un eccentrico. Dando alla paletta agitatrice una velocità opportuna, le oscillazioni coincidono con le onde di ritorno: la superficie appare allora ferma, pur essendo ondulata.

λ/2 λ 3/2 λ
CONDUTTORE
A' A'' A B C
NODO di CORRENTE e VENTRE di TENSIONE
VENTRE di CORRENTE e NODO di TENSIONE
GENERATORE A RADIOFREQUENZA

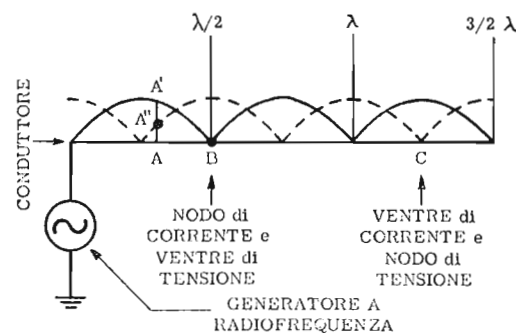



Fig. 2 - Distribuzione della tensione (tratteggiata), e della corrente (in tratto continuo), in un conduttore risonante avente un capo connesso al generatore e l'altro capo libero. La lunghezza è pari a 3 volte λ/2.

lo stabilirsi nel conduttore di **onde stazionarie**, sia di tensione che di corrente. Vediamo ora di illustrare, mediante una semplice analogia, il concetto di onda stazionaria. La **figura 1** rappresenta un recipiente contenente acqua, nel quale si muove, avanti ed indietro, una paletta agitatrice collegata ad un motore la cui velocità è regolabile con continuità. Il movimento della paletta determina delle increspature sulla superficie dell'acqua (onde), che si muovono verso i bordi del recipiente con una velocità ben definita. Le onde raggiungono i bordi, ed ivi, urtando contro la parete, ne risultano riflesse.

Per effetto della riflessione esse si riavvicinano al punto centrale e, se la paletta è ben centrata rispetto al recipiente, lo raggiungono al medesimo istante, ed in opposizione di fase tra loro, dato che in opposizione di fase erano state prodotte. In generale, il movimento della paletta non risulta in fase con quello delle onde che ritornano, ed in tal caso la superficie dell'acqua assume un andamento agitato, senza nessuna determinata caretteristica particolare. Scegliendo invece una adeguata velocità della paletta, si può fare in modo che il movimento delle onde generate coincida con quello delle onde di ritorno: si determinano allora delle « onde stazionarie » che — il nome lo dice — rimangono sempre nella medesima posizione. La superficie dell'acqua assume una configurazione ben determinata, immutabile nel tempo: si dice allora che il recipiente è in risonanza con la frequenza dell'agitatore.

Sperimentalmente si è trovato che **la più piccola dimensione che può avere il recipiente, perchè si determinino onde stazionarie, è pari alla metà della lunghezza delle onde stesse**: in questo caso la superficie dell'acqua assume, in ogni istante, un andamento simile a quello di una mezza onda, positiva o negativa. Analogamente, la più piccola lunghezza che può avere un conduttore, perchè possano in esso formarsi delle onde elettriche stazionarie — ossia perchè esso risulti in risonanza con la frequenza del segnale applicato — è pari alla metà della lunghezza d'onda del segnale stesso.

Distribuzione delle correnti e delle tensioni

Esaminiamo in qual modo le correnti e le tensioni si distribuiscono in un conduttore, ad un estremo del quale sia applicato un generatore di segnali sinusoidali a radiofrequenza; l'altro estremo del conduttore sia libero, ossia elettricamente isolato. Se il filo fosse infinitamente lungo, si propagherebbero lungo di esso — a partire dell'estremo collegato al generatore — delle onde sinusoidali di tensione e di corrente. La velocità di queste onde sarebbe elevatissima, quasi pari alla velocità della luce, e — date le inevitabili perdite — dopo un percorso più o meno lungo, le onde si attenuerebbero sempre più, fino ad annullarsi.

Se il conduttore ha invece una lunghezza limitata, le onde « urtano » ad un certo punto contro l'estremo libero, e vengono da questo riflesse, ritornando verso il generatore. Se il conduttore ha una lunghezza qualunque, arbitraria, non è facile calcolare ad ogni istante la distribuzione delle tensioni e delle correnti. Se invece la lunghezza è multipla di λ/2 (ossia della metà della lunghezza d'onda), si determinano delle onde stazionarie. Ciò perchè, quando l'onda riflessa raggiunge nuovamente il generatore essa si trova esattamente in fase con quella che il generatore sta in quell'istante fornendo. Si determina perciò una distribuzione regolare delle correnti e delle tensioni, del tipo di quella indicata alla **figura 2**. Con linea piena è ivi rappresentato l'andamento della corrente, e con linea tratteggiata quello della tensione.

Consideriamo il segmento *A-A'*: esso rappresenta il valore efficace della corrente a radiofrequenza esistente nel punto *A*, scelto a caso lungo il conduttore. Analogamente il segmento *A-A''* rappresenta il valore efficace della tensione a radiofrequenza ivi presente.

Esaminando la figura, si può notare che esistono certi punti in cui l'ampiezza delle oscillazioni si riduce a zero. Ciò significa che, in quei punti, non si verificano oscillazioni, e quindi la corrente, o la tensione, è sempre nulla. Tali punti vengono denominati **nodi**. Ad esempio, il punto *B* è un **nodo di corrente**, ed il punto *C* è un **nodo di tensione**. Analogamente, vi sono dei punti in cui l'ampiezza delle oscillazioni è massima, e tali punti vengono chiamati **ventri**.

E' importante notare che, nei punti corrispondenti ai ventri di corrente, si hanno anche i nodi di tensione e che, analogamente, in corrispondenza dei ventri di **tensione, si hanno i nodi di corrente**. Ad esempio, nel **punto *B*, la tensione è massima** e la corrente è nulla, **mentre nel punto *C*, è massima** la corrente e nulla la **tensione. Si può affermare perciò** che le onde stazio-

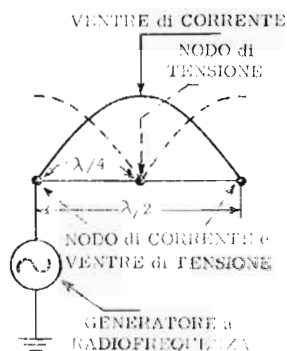



Fig. 3 - Caso analogo al precedente, con la differenza che la lunghezza del conduttore è pari a λ/2. Anche in questo caso sussistono le condizioni di risonanza sulla frequenza del segnale di eccitazione.

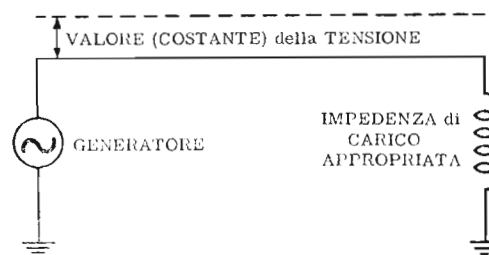



Fig. 4 - Chiudendo il circuito del terminale libero attraverso un'impedenza di carico di valore appropriato, non si ha più alcuna riflessione lungo il conduttore, in quanto detto carico dissipa tutta l'energia disponibile. La tensione è allora costante in ogni punto.

narie di tensione e di corrente sono sfasate tra di loro di 90°. Si badi bene che ciò non significa che anche le tensioni e le correnti siano sfasate tra loro di tale angolo. Infatti, in condizioni di perfetta risonanza la corrente e la tensione sono in fase, ed il circuito presenta pertanto una reattanza nulla.

Alla **figura 3** si nota il caso in cui la lunghezza del conduttore è eguale alla metà della lunghezza d'onda; si hanno due nodi di corrente e due ventri di tensione (nei punti estremi), ed un ventre di corrente e un nodo di tensione (nel punto centrale). Da questa figura si può inoltre notare che sia il nodo che i ventri, di corrente e di tensione, distano l'uno dall'altro di λ/2 (mezza lunghezza d'onda).

Per illustrare meglio il concetto di onda stazionaria, consideriamo una semplice misura che è possibile effettuare su di un conduttore, da un lato collegato ad un generatore di segnali a radiofrequenza, ed aperto all'altro estremo. Supponiamo di disporre di un voltmetro per segnali a radiofrequenza e di eseguire, in ogni punto del conduttore, una misura di tensione. Esaminando ancora il caso illustrato alla figura 2, ossia eseguendo le misure in condizioni di risonanza, si ottiene una lettura nulla in tutti i nodi di tensione, ossia in C, ed in tutti gli altri punti che distano da esso mezza lunghezza d'onda. La lettura massima si ottiene invece in *B* ed in tutti gli altri punti che corrispondono a ventri di tensione. Nei punti intermedi si hanno valori intermedi, proporzionali al segmento di verticale che unisce la linea orizzontale alla linea tratteggiata. Le letture eseguite, tuttavia, non corrispondono a valori continui, bensì a valori efficaci di tensioni alternate. In corrispondenza di ogni punto — ripetiamo — la tensione varia sinusoidalmente, alla frequenza del segnale emesso dal generatore; anche la corrente varia allo stesso modo, e tensione e corrente sono in fase tra loro. Si ha invece uno sfasamento di 90° nei punti in cui la tensione e la corrente raggiungono le ampiezze massime (o le ampiezze nulle).

Rapporto delle onde stazionarie (R.O.S.)

Nel caso precedente, il conduttore è stato supposto libero ad un estremo. Supponiamo ora che il conduttore sia infinito nella sua lunghezza, oppure che sia chiuso sulla sua impedenza caratteristica. In queste condizioni non si ha riflessione alcuna: nel caso del conduttore infinito, perchè le onde non trovano mai un'estremità libera che le rifletta, e diminuiscono progressivamente in ampiezza fino ad annullarsi; nel caso della chiusura del circuito sull'impedenza caratteristica — invece — perchè le onde vengono completamente utilizzate dal carico, sempre senza risultare riflesse. Mentre la prima circostanza ha un valore puramente teorico, dato che non si potrà mai avere un conduttore di lunghezza infinita, la seconda ha una certa importanza pratica, perchè l'ipotesi si verifica nella maggior parte dei circuiti elettronici dotati di carico. Quest'ultima circostanza è esemplificata alla **figura 4**.

Se ripetiamo l'esperimento del paragrafo precedente, e misuriamo la tensione alternata presente in ogni punto del conduttore, ci accorgiamo che tale tensione è costante. Ciò è comprensibile se si pensa che le onde, non essendo riflesse, scorrono liberamente nel conduttore e quindi — in ogni suo punto — la tensione letta col voltmetro per radiofrequenza corrisponde esattamente al valore efficace della tensione fornita dal generatore. Non si determinano pertanto onde stazionarie, *per il formarsi delle quali è indispensabile che si abbia un fenomeno di riflessione*.

Ricapitolando, in condizioni di riflessione totale, ossia con estremo del conduttore libero, il valore efficace della tensione alternata varia tra valori massimi e zero, secondo quanto illustrato alla figura 2; in condizioni di riflessione nulla, invece, il valore efficace della tensione alternata è sempre costante (caso della figura 4). Per di più, si può dimostrare che il valore massimo di tensione presente nei ventri, in condizioni di riflessione totale, è pari al doppio del valore della tensione che si ottiene nel caso della riflessione nulla.

Ci si domanda ora: cosa succede se le condizioni sono intermedie tra i due casi finora presi in considerazione, ossia se è presente una riflessione parziale?

La condizione di riflessione parziale si verifica, in pratica, allorchè il circuito è chiuso su di una impedenza inadeguata. In dipendenza della maggiore o minore diversità dell'impedenza del carico rispetto a quella appropriata, si ottiene una maggiore o minore riflessione. Consideriamo le **figure 5-A** e **5-B**. In A si vede l'andamento della tensione alternata, lungo il conduttore. Questo andamento corrisponde ad una riflessione molto alta, ma non completa. Rispetto all'andamento della riflessione totale, si nota una minore

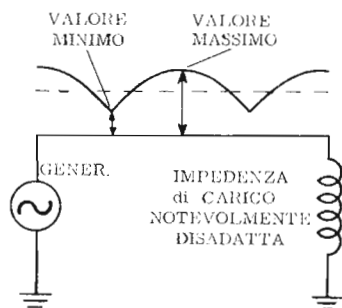



Fig. 5-A - Se l'impedenza di carico ha un valore inadatto, si ha una certa riflessione: tuttavia, i valori massimi e minimi della tensione sono diversi da quelli che sussistono senza alcun carico.

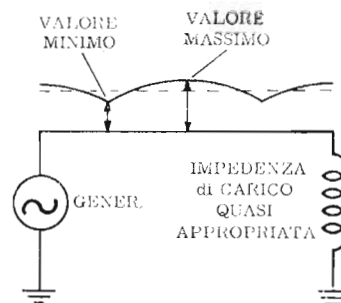



Fig. 5-B - Con un valore di impedenza prossimo a quello ideale si ha una riflessione ancora minore ed il valore efficace della tensione tende a diventare costante (l'R.[illegible] [illegible]rossima a 1).

tensione massima ed una tensione minima diversa da zero. In B vediamo un altro caso analogo, corrispondente però ad una riflessione notevolmente inferiore. Ci si avvicina qui alle condizioni di riflessione nulla, dato che il valore efficace della tensione è pressoché costante. Tuttavia, si hanno egualmente dei massimi (di poco superiori rispetto al valore e_0 della tensione del generatore), e dei minimi (di poco inferiori al valore stesso). Abbiamo rappresentato solo due casi intermedi — ma in realtà — il passaggio dalla condizione di riflessione totale a quello di riflessione nulla avviene gradualmente. Il **rapporto onde stazionarie**, detto anche R.O.S. oppure «S.W.R.» (dall'inglese «standing wave ratio») ci indica in quale misura un'onda che percorre un conduttore venga riflessa. Esso, precisamente, viene definito come rapporto tra il valore massimo ed il valore minimo che la tensione assume lungo il conduttore. Nel caso della *riflessione totale*, l'R.O.S. è *infinito*, dato che il valore minimo della tensione è zero; nel caso della *riflessione nulla*, l'R.O.S. è *eguale ad 1*, dato che non si hanno nè massimi nè minimi. In tutti gli altri casi si hanno dei valori intermedi, sempre corrispondenti a numeri maggiori di 1.

In base a quanto già noto, si può affermare che le condizioni di perfetta risonanza sono raggiunte quando l'R.O.S. è eguale ad infinito. Nel caso delle antenne, tale è quindi il valore auspicabile. Nei conduttori destinati semplicemente a trasferire energia elettromagnetica da un circuito all'altro, invece, è opportuno che — onde sfruttare tutta l'energia a disposizione — la riflessione sia minima (R.O.S. eguale ad uno).

Lunghezza di un'antenna

Quanto abbiamo detto in precedenza, circa la lunghezza che deve avere un conduttore per essere in risonanza con un segnale di una data frequenza, è valido solamente in prima approssimazione.

Mentre la frequenza di un segnale è costante, la sua lunghezza d'onda è una grandezza variabile dipendente dalla velocità di propagazione. Questa — a sua volta — dipende *dal mezzo* in cui le onde si propagano, e si può calcolare, nel caso di materiali non ferromagnetici, mediante la formula approssimata:

$$v = \frac{c}{\sqrt{k}}$$

ove c è la velocità di propagazione delle onde elettromagnetiche nel vuoto (o, senza introdurre grave errore, nell'aria), e k è la costante dielettrica del mezzo. Dato che k è, in un mezzo materiale, sempre maggiore di uno, ne segue che **la velocità delle onde elettromagnetiche in esso è sempre minore che non nell'aria**. Ora, la lunghezza d'onda di un segnale alternato dipende dalla sua velocità di propagazione secondo l'espressione a noi ben nota:

$$\lambda = \frac{V}{F}$$

nella quale F è la frequenza del segnale. Si può pertanto dire che, in un conduttore, la velocità di propagazione è inferiore a quella che si verifica nell'aria e quindi anche la lunghezza d'onda ne risulta diminuita. In un dielettrico la velocità scende ancora di più, e con essa la lunghezza d'onda.

Dato che le lunghezze d'onda, di solito prese in considerazione, sono quelle relative al vuoto, ne risulta che un'antenna a mezza onda deve essere, in realtà, *un poco più corta del previsto*. Subentrano poi altri fenomeni, di natura complessa, che contribuiscono ad alterare la velocità delle onde, e quindi la lunghezza che deve avere un'antenna.

Occorre tenere conto principalmente del diametro del conduttore, come si vede alla **figura 6**. In corrispondenza di ogni rapporto tra la metà della lunghezza d'onda nel vuoto ed il diametro del conduttore che funge da antenna, si legge, sull'asse delle ordinate, il valore del coefficiente k. Per ottenere la lunghezza di un'antenna a mezza onda basta moltiplicare il valore della lunghezza che l'antenna dovrebbe avere, considerando la velocità dell'onda pari a quella nel vuoto, per il coefficiente k.

Come si può notare, il valore di k è sempre inferiore ad 1, e ciò corrisponde al fatto che la lunghezza deve essere sempre leggermente minore di quella calcolata nel caso del vuoto. Inoltre, k diminuisce col diminuire del rapporto tra mezza lunghezza d'onda ed il diametro del conduttore.

Ciò indica che più il diametro del conduttore costituente l'antenna è grande, minore deve essere la lunghezza del conduttore stesso per ottenere le condizioni di risonanza.

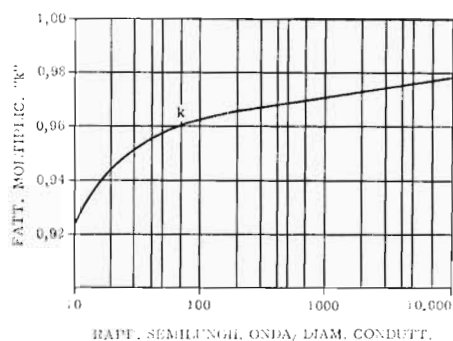



Fig. 6 - Calcolo della lunghezza in funzione del diametro del conduttore. Ad ogni rapporto tra $\lambda/2$ e diametro del conduttore, corrisponde un valore di « k », mediante il quale si calcola la lunghezza effettiva.

Fig. 7 - Principio del dipolo. Si tratta di un conduttore interrotto al centro: i due capi determinati dall'interruzione corrispondono ai terminali connessi all'uscita del generatore di segnali a radiofrequenza. La figura illustra anche la distribuzione della corrente (curva a tratto intero) e della tensione (curve tratteggiate).

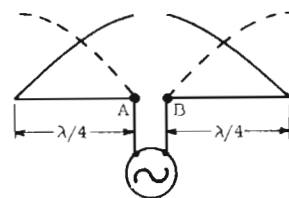
CARATTERISTICHE ELETTRICHE delle ANTENNE

Dato che l'antenna è un circuito elettrico, per conoscere e controllare il suo funzionamento è necessario tener conto, oltre che della lunghezza e del diametro del conduttore, anche di alcune grandezze elettriche, tra le quali figurano in primo luogo: l'impedenza, la reattanza, la resistenza di irradiazione, e la resistenza ohmica. Alcune di queste grandezze si definiscono, come vedremo, in modo perfettamente analogo al caso dei normali circuiti accordati a costanti concentrate, mentre altre richiedono particolari definizioni, caratteristiche esclusivamente delle antenne.

Impedenza — Prendiamo in considerazione una antenna del tipo rappresentato alla **figura 7**. Si tratta di un'antenna denominata **dipolo**, costituita da un conduttore interrotto nel suo punto centrale; ai due terminali centrali (che si ottengono interrompendo il conduttore) è connesso un generatore di segnali a radiofrequenza.

Tale generatore fornisce all'antenna una tensione alternata, e determina in essa un corrisponente flusso di corrente. Nei normali circuiti elettrici, il valore efficace della corrente è costante in ogni punto del conduttore; in un'antenna, invece — come abbiamo visto — si determinano, in condizioni di risonanza, delle onde stazionarie, ed anche al di fuori di tali condizioni la distribuzione delle correnti e delle tensioni non è costante lungo tutto il conduttore. Del resto, come vedremo, questa condizione di variabilità delle grandezze elettriche da un punto all'altro è essenziale perchè si effettui una buona irradiazione delle onde.

L'impedenza di un circuito percorso da corrente alternata (abbiamo visto a suo tempo) viene definita come il rapporto tra la tensione presente ai suoi terminali e la corrente che lo percorre. Nel caso delle antenne, evidentemente, questa definizione non è adeguata, dato che la corrente e la tensione non sono costanti in tutti i punti del circuito.

E' invece possibile definire correttamente l'impedenza, in ogni punto del conduttore che costituisce l'antenna, come rapporto tra la tensione e la corrente in quel punto. L'impedenza di un'antenna è quindi variabile da un punto all'altro e, in condizioni di perfetta risonanza, si annulla nei nodi di tensione, e diventa infinita nei nodi di corrente. Nei punti intermedi si hanno valori intermedi.

Quando un'antenna irradia onde elettromagnetiche, essa assorbe potenza, e ciò significa che la corrente non è in alcun punto completamente nulla; i nodi di corrente e di tensione non sono pertanto così accentuati da annullare completamente la grandezza relativa. L'impedenza varia perciò — in pratica — da un valore minimo (nei nodi di tensione) ad un valore massimo (nei nodi di corrente).

La definizione enunciata è l'unica veramente corretta per l'impedenza di un'antenna. Tuttavia, in pratica, molte volte si parla di « impedenza di un'antenna » con un significativo leggermente diverso, e precisamente riferendosi all'impedenza ottenuta come rapporto tra la tensione fornita dal generatore, o meglio la tensione presente ai suoi terminali (A e B in figura 7), e la corrente presente ai terminali stessi. Tale impedenza, più propriamente, dovrebbe essere denominata « impedenza di ingresso » dell'antenna, dato che viene misurata ai suoi terminali di ingresso. Essa è da tenersi in considerazione, come vedremo, per il calcolo delle linee di trasmissione (linee che collegano il trasmettitore, o il ricevitore, all'antenna).

Impedenza e risonanza — In condizioni di risonanza, le variazioni di tensione e di corrente lungo l'antenna sono massime, e sfasate tra loro di 90°. Pertanto l'impedenza, che è un loro rapporto, varia entro limiti più ampi. In condizioni di non risonanza, invece, le variazioni di tensione e di corrente, e quindi di impedenza, sono inferiori.

Quanto detto è essenziale per comprendere come, in condizioni di risonanza, l'irradiazione di onde elettromagnetiche da parte dell'antenna sia massima. Vediamo ora di analizzare il fenomeno.

In generale, quando una corrente alternata percorre un conduttore, determina nello spazio circostante un campo elettromagnetico alternativo. Questo campo non riesce tuttavia ad allontanarsi nello spazio, dato che l'energia ad esso relativa viene periodicamente irradiata da parte del conduttore, e successivamente da esso riassorbita. Questo, fino a che la frequenza del segnale non è molto elevata. Con l'aumentare della frequenza, la parte di energia che viene riassorbita dal conduttore diminuisce, e si determinano allora delle onde elettromagnetiche che si allontanano nello spazio. Si può dimostrare che questo procedimento di ir-

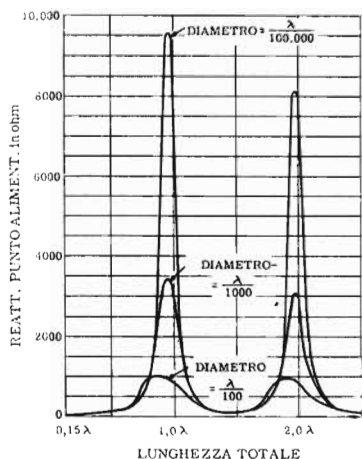



Fig. 8 - Resistenza di irradiazione di un'antenna in funzione della lunghezza totale del conduttore. I valori massimi della resistenza coincidono con lunghezze del conduttore pari a multipli di λ.

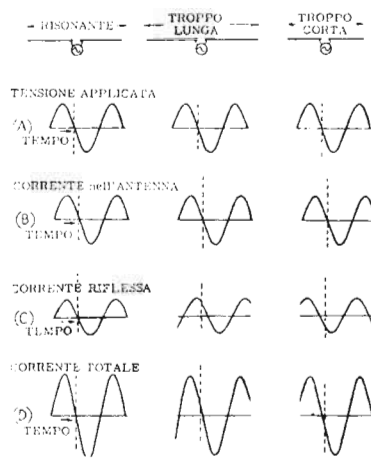



Fig. 9 - Andamento della tensione e della corrente (diretta e riflessa) in una antenna (dipolo) in condizioni di risonanza e di non risonanza. La tensione e la corrente diretta (A e B) sono in fase tra loro: la corrente riflessa (C) si combina con la corrente deretta, all'ingresso dell'antenna (D).

radiazione aumenta notevolmente quando le condizioni elettriche del circuito variano in modo brusco. Ora, in condizioni di risonanza, abbiamo visto che l'impedenza, la tensione, e la corrente, variano fortemente entro limiti molto ampi, mentre in condizioni di non risonanza tale condizione si verifica solo parzialmente: da ciò segue che nel primo caso si ha una maggiore irradiazione.

La preferenza che viene riservata, nella costruzione delle antenne, ai circuiti aperti, deriva da un motivo analogo. Infatti, ad un terminale libero si determina uno sbalzo molto brusco sia di tensione che di impedenza, e ciò favorisce l'aumento della quantità di energia irradiata.

Resistenza di irradiazione e resistenza ohmica — Riprendiamo in considerazione la figura 7, ed in particolare la tensione e la corrente nei punti A e B. Il prodotto tra tali valori fornisce, evidentemente, la potenza che il generatore invia all'antenna, e che viene da questa dissipata. Tale potenza si può anche esprimere, come nel caso dei normali circuiti, mediante il prodotto tra l'impedenza (in questo caso l'impedenza d'ingresso) ed il quadrato della corrente, ossia:

$$P = E \times I = Z \times I^2$$

ove E è la tensione presente tra i terminali A e B, I è la corrente in A od in B, Z è l'impedenza di ingresso.

La potenza fornita all'antenna viene emessa sotto forma di onde elettromagnetiche solo in parte: la rimanente viene dissipata sotto forma di calore, o viene dispersa in seguito a cattivo isolamento, scariche, ed altre cause del genere. Supponendo di trascurare queste ultime cause, che presentano carattere di irregolarità, la parte di potenza trasformata in calore è facilmente individuabile in base al valore della **resistenza ohmica** del conduttore. Più tale resistenza è alta, più alta è la potenza dispersa sotto questa forma.

Analogamente, si può introdurre il concetto di **resistenza di irradiazione**. La resistenza di irradiazione viene definita come quella resistenza che, disposta in serie ad un punto dell'antenna in cui è presente un ventre di corrente (corrente massima) determina una dissipazione di potenza pari alla potenza irradiata. Pertanto, la resistenza di irradiazione non ha alcun significato fisico reale, e viene introdotta esclusivamente allo scopo di dare una indicazione circa la quantità di energia effettivamente irradiata, rispetto a quella dissipata in altre forme.

Se chiamiamo r la resistenza ohmica ed R la resistenza di irradiazione, la potenza dissipata sotto forma di calore è proporzionale ad r, mentre quella irradiata nello spazio è proporzionale ad R. In un dipolo del tipo rappresentato alla figura 7, posto che la lunghezza complessiva del conduttore sia pari a mezza lunghezza d'onda, ossia che l'antenna lavori in condizioni di risonanza, il valore della resistenza di irradiazione è di circa 73 ohm. Ciò nel caso in cui non si verifichi alcuna perdita, e con un conduttore infinitamente sottile.

Consideriamo il grafico della **figura 8**. E', in esso, rappresentata la resistenza di irradiazione di un'antenna, in funzione della sua lunghezza. I picchi di massima resistenza di irradiazione si ottengono in corrispondenza dei multipli interi della lunghezza d'onda o, più precisamente, di valori leggermente inferiori (ciò per la stessa ragione illustrata a proposito della risonanza). Si potrebbe pensare che le migliori condizioni si ottengano, pertanto, con antenne corrispondenti ad una lunghezza d'onda, o a suoi multipli; infatti, il rendimento di un'antenna aumenta con l'aumentare della resistenza di irradiazione rispetto alla resistenza ohmica. In pratica, invece, si ottengono condizioni anche migliori con antenne a mezza onda.

La ragione di ciò risiede nei seguenti motivi:

1) La potenza irradiata non è proporzionale, in senso assoluto, alla resistenza R. Si definisce infatti **rendimento di un'antenna** il rapporto:

$$\alpha = \frac{R}{R + r_p}$$

ove R è la resistenza di irradiazione, ed r_p è la resistenza di perdita (somma della resistenza ohmica r con le altre resistenze, equivalenti alle perdite di potenza negli isolatori, ed altre cause analoghe). Ora, dato che r_p è, in ogni caso, piuttosto bassa — ossia dell'ordine di qualche ohm — anche se R scende a circa 70 ohm, come nel caso delle antenne a mezza onda, il rendimento rimane sempre buono.

2) L'irradiazione è migliore, a parità di potenza, quando la corrente è molto alta, e quindi la tensione poco elevata. In queste circostanze, la resistenza di irradia-

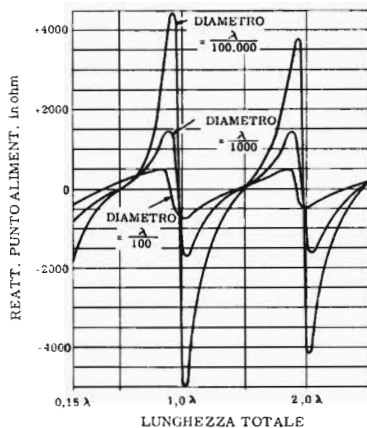



Fig. 10 - Variazione della reattanza in funzione della lunghezza dell'antenna. In condizioni di risonanza, la reattanza è nulla. Sono rappresentate tre curve relative a 3 diversi diametri del conduttore.

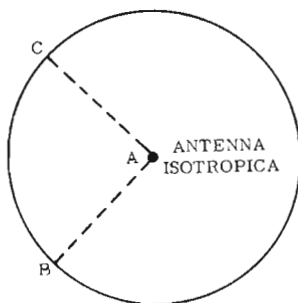
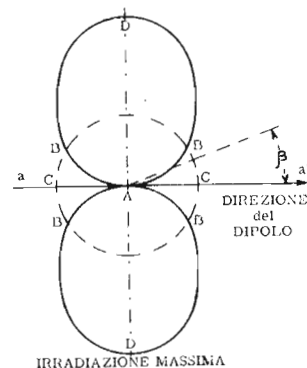



Fig. 11 - Il diagramma di irradiazione di un'antenna isotropica è una sfera, qui rappresentata in sezione, su un piano passante per il centro.

Fig. 12 - Diagramma di irradiazione di un dipolo a mezza onda (λ : 2).

zione R risulta alquanto bassa.

3) Occorre tener conto, oltrechè di R, anche della reattanza dell'antenna, secondo quanto vedremo al paragrafo successivo. La potenza effettivamente irradiata risulta infatti maggiore, a parità degli altri elementi, in condizioni di reattanza nulla.

Reattanza — Consideriamo la **figura 9**. In essa è rappresentato il valore — in un dato istante — della tensione e della corrente, di andata e di ritorno, in un dipolo, unitamente alla corrente complessiva risultante. Ciò, in tre casi, e precisamente in condizioni di perfetta risonanza, con antenna troppo lunga e con antenna troppo corta. Come si può notare, la corrente complessiva è — nel caso della risonanza — in fase con la tensione. Se l'antenna è troppo lunga, invece, la corrente segue la tensione di un certo angolo di sfasamento; si ha quindi la presenza di una reattanza induttiva nel circuito. Ricordiamo infatti che, nelle induttanze, la tensione precede la corrente di 90°. Nel caso dell'antenna troppo corta, viceversa, è la corrente che precede la tensione, proprio come avviene nei condensatori; si determina pertanto una certa reattanza capacitiva.

Più alta è la reattanza, induttiva o capacitiva, rispetto alla resistenza di irradiazione, più alta è la quantità di energia che, invece di venire emessa nello spazio, risulta riflessa verso il generatore. La potenza corrispondente a quest'ultima energia viene quindi dissipata all'interno del generatore; spesso si determinano serii guasti negli stadi finali dei trasmettitori, proprio perchè l'antenna non si trova in condizioni di risonanza, vale a dire di assorbimento.

Il fatto che, in presenza di componenti reattive, parte della potenza non venga irradiata e torni verso il generatore, è da collegarsi a quanto detto a proposito delle condizioni di risonanza. Infatti, la massima irradiazione corrisponde alle condizioni in cui le grandezze elettriche del circuito subiscono gli sbalzi più bruschi, ossia alla risonanza. Fuori risonanza, l'irradiazione diminuisce, e corrispondentemente aumenta la reattanza, che provvede a retrocedere la potenza non irradiata.

Anche il rapporto tra la reattanza e la resistenza R di irradiazione è quindi molto importante, ai fini della potenza effettivamente trasformata in onde elettromagnetiche. Consideriamo la **figura 10**, nella quale è riportato l'andamento della reattanza, in funzione della lunghezza dell'antenna. Come si vede, la reattanza si annulla in corrispondenza delle condizioni di risonanza, ossia poco prima di ogni multiplo di mezza lunghezza d'onda. La reattanza viene indicata positivamente o negativamente, secondo che si tratti di reattanza induttiva o reattanza capacitiva. Se confrontiamo la figura 10 con la figura 8, vediamo che R è molto elevata in corrispondenza di una lunghezza d'onda; allo stesso valore, tuttavia, anche la reattanza è notevole. Nel caso di mezza lunghezza d'onda, R è molto più bassa, ma la reattanza scende pressochè a zero, e quindi si raggiungono condizioni spesso migliori. Le due figure ora citate indicano tre tipi di curva, corrispondenti a diversi diametri dei conduttori, rapportati alla lunghezza d'onda. Come si vede, le variazioni di resistenza e di reattanza, al variare della lunghezza dell'antenna, risultano meno sensibili nella risonanza a mezza onda che non nella risonanza ad onda intera, e con conduttori di grosso diametro, piuttosto che con conduttori sottili.

DIRETTIVITA' delle ANTENNE

Ci siamo finora occupati delle condizioni necessarie affinchè un'antenna irradii la massima potenza, indipendentemente dalle direzioni in cui tale potenza viene irradiata. In realtà, le onde elettromagnetiche vengono emesse da un'antenna con intensità diversa nelle diverse direzioni. In certe direzioni l'irradiazione può scendere a zero, per salire in altre, a forti intensità. Ogni antenna ha, a questo proposito, sue caratteristiche particolari denominate **proprietà direttive**.

Per stabilire le proprietà direttive di ogni antenna, si ricorre al confronto con l'intensità di irradiazione della cosiddetta *antenna isotropica*. Questa antenna, che in realtà non può esistere, viene introdotta per comodità di discussione: essa è tale da assicurare — in teoria — una eguale irradiazione in tutte le direzioni.

Introduciamo ora il concetto di **diagramma di irradiazione**, caratteristico di ogni antenna: tale diagramma è atto a stabilirne in modo adeguato le proprietà direttive. Esso è una figura *tridimensionale*, immaginaria, che circonda l'antenna. Si tratta di una figura costruita in modo tale che, presa in considerazione una qualunque direzione di irradiazione, la lunghezza del segmento che unisce, in questa direzione, l'antenna alla superficie esterna della figura, è proporzionale all'intensità del campo che la

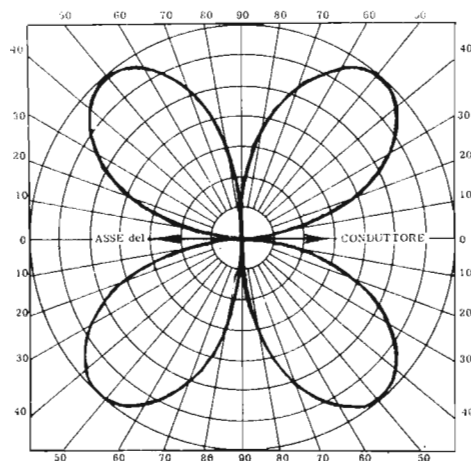



Fig. 13 - Diagramma di irradiazione di una antenna di lunghezza pari a λ, ossia a onda intera. Si noti la variazione delle proprietà direttive, rispetto all'antenna a mezza onda di figura 12.

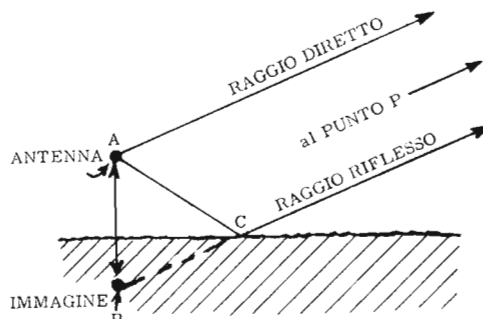



Fig. 14 - Riflessione delle onde elettromagnetiche da parte della superficie terrestre. I due raggi risultano tra di loro sfasati in alcuni punti, ed in fase in altri. Si hanno perciò, verso il punto P, zone in cui la ricezione è massima, ed altre in cui è, invece, minima.

antenna irradia in quella direzione.

Nel caso dell'antenna isotropica, il diagramma di irradiazione è, evidentemente, una sfera, avente il proprio centro in corrispondenza dell'antenna. Consideriamo una qualunque direzione di irradiazione; per ottenere l'intensità corrispondente a tale direzione, tracciamo una retta, uscente dall'antenna, ossia dal centro della sfera, ed avente la direzione scelta. L'intensità è, come abbiamo detto, proporzionale alla lunghezza del segmento compreso tra l'antenna e la superficie del diagramma di irradiazione. In questo caso, pertanto essa è proporzionale al raggio della sfera.

Se consideriamo un'altra qualsiasi direzione, l'intensità relativa è ancora proporzionale al corrispondente raggio della sfera. I raggi di una sfera sono tutti eguali tra di loro, e quindi l'intensità è costante in tutte le direzioni. Ciò corrisponde al fatto che si era presa in considerazione un'antenna isotropica.

Dal momento che i diagramma di irradiazione sono tridimensionali non è possibile rappresentarli adeguatamente mediante una illustrazione a due dimensioni. Tuttavia, per comodità, si rappresentano le loro intersezioni con dei piani opportunamente scelti, passanti per l'antenna. Ad esempio, il diagramma di irradiazione dell'antenna isotropica si può intersecare con un qualunque piano passante per il suo centro; si ottiene, in ogni caso, una circonferenza, come in **figura 11**.

Vediamo ora come si possono stabilire i diagrammi di irradiazione di antenne reali. Essi si tracciano in base al confronto con un'antenna isotropica che irradii, complessivamente, la medesima potenza. Il diagramma sarà ancora una figura solida, ma non più, in generale, una sfera. In quelle direzioni corrispondenti ad irradiazione eguale a quella dell'antenna isotropica equivalente, i punti del diagramma coincidono effettivamente con quelli della sfera, mentre nelle direzioni in cui l'intensità è *maggiore* i punti si trovano all'*esterno*. Nelle direzioni in cui l'intensità è *minore*, al contrario, i punti sono più *interni*. Consideriamo, ad esempio, un dipolo a mezza onda. L'intersezione del suo diagramma di irradiazione con un piano qualunque contenente il dipolo è rappresentato alla **figura 12**. In linea tratteggiata è indicato il diagramma dell'antenna isotropica corrispondente. Nelle direzioni AB, l'intensità di irradiazione è eguale a quella dell'antenna isotropica, nelle direzioni AC (angolo di irradiazione di 0°) l'intensità è zero. Nelle direzioni AD l'intensità è massima. In sostanza, per angoli di irradiazione inferiori a β, l'intensità è minore di quella dell'antenna isotropica di pari potenza, mentre per gli angoli maggiori, è maggiore.

Come si è detto, la figura non rappresenta il diagramma, bensì la sua intersezione con un piano. Tuttavia la rappresentazione è sufficiente a caratterizzare completamente le proprietà direttive del dipolo, dato che queste sono simmetriche. Infatti, il diagramma vero e proprio (figura tridimensionale) si ottiene semplicemente ruotando la figura a due dimensioni attorno alla retta *a-a'*, indicante la direzione del conduttore che funge da antenna.

La figura 12 è valida nel caso di un dipolo in condizioni di risonanza, e più precisamente del tipo a mezza onda. In condizioni di risonanza ad onda intera, invece, si è ottenuto il diagramma di irradiazione di cui alla **figura 13**. Le proprietà direttive, pertanto, variano notevolmente al variare della lunghezza dell'antenna; nella lezione 123ª, presenteremo una serie di diagrammi di irradiazione, corrispondenti a vari tipi di risonanze.

I diagrammi delle figure 12 e 13 sono validi nel caso in cui un dipolo sia molto lontano da qualunque corpo solido, ossia immerso nello spazio vuoto. Ogni superficie solida nelle vicinanze modifica le proprietà direttive, alterando i diagrammi di irradiazione. In particolare, la superficie terrestre, che si trova sempre nelle vicinanze di ogni antenna, modifica i diagrammi in modo essenziale. Essa, infatti, determina la riflessione delle onde irradiate verso il basso (con angoli di irradiazione negativi). Le onde riflesse si dirigono successivamente verso lo spazio, come si vede alla **figura 14**, ed interagiscono con quelle inviate direttamente dalla antenna nella stessa direzioni. In certi punti le onde risultano in fase, sommandosi, mentre in altri sono più o meno sfasate. Dove si determina opposizione, le onde si annullano parzialmente a vicenda.

Alla figura 14 vediamo due raggi che percorrono la medesima direzione, diretti verso lo stesso punto *P*. Il raggio riflesso, proveniente da *A* e riflesso in *C*, è come se provenisse dal punto *B*, al di sotto della superficie terrestre. Tale punto *B* è perfettamente simmetrico del punto *A*, e prende il nome di « antenna immagine ». Nel calcolo teorico dei diagrammi di irradiazione, si tiene conto appunto dell'antenna immagine, e si sommano i suoi effetti a quelli dell'antenna reale.

LINEE di TRASMISSIONE

Nel corso della lezione precedente abbiamo studiato il comportamento delle antenne trasmittenti. In considerazione degli effetti determinati dalla vicinanza della superficie terrestre, ai quali abbiamo fatto cenno, ed anche per ragioni inerenti la particolare caratteristica di propagazione delle radioonde — che studieremo in una lezione successiva — è necessario che le antenne siano disposte con orientamenti particolari, e spesso, installate a notevole altezza rispetto al suolo. Per questi motivi non è sempre possibile collocare il trasmettitore nelle immediate vicinanze dell'antenna; si rende allora necessaria la presenza di particolari circuiti, atti a trasferire all'antenna l'energia presente all'uscita del trasmettitore.

I circuiti di cui sopra sono denominati **linee di trasmissione**, appunto perchè hanno la funzione di trasferire l'energia da un circuito ad un altro. Le linee di trasmissione sono usate non solo per trasferire all'antenna la potenza del trasmettitore, ma anche per il collegamento delle antenne riceventi ai ricevitori relativi. Certe volte, specialmente nel campo della telefonia e delle telecomunicazioni, vengono effettuate vere e proprie trasmissioni da una località ad un'altra mediante segnali a radiofrequenza modulati, trasferiti su un cavo coassiale. I cavi coassiali rappresentano anche essi, in questo caso, delle linee di trasmissione.

In questa lezione ci occuperemo, tra i vari tipi di linee di trasmissione, di quelli che riguardano più direttamente la radiotecnica, ossia collegamenti tra trasmettitori ed antenna e tra ricevitori ed antenna. Così come si è osservato per le antenne, quanto viene detto a proposito della trasmissione si intende valido egualmente nei riferimenti della ricezione.

REQUISITI GENERALI

Come sappiamo, ogni conduttore che presenta una lunghezza apprezzabile rispetto alla lunghezza d'onda del segnale che lo percorre, emette delle onde elettromagnetiche. Esso diviene quindi, da questo punto di vista, un'antenna trasmittente. E' chiaro che una buona linea di trasmissione non deve assolutamente presentare tale genere di dispersione, dato che la sua funzione è quella di **trasferire** il segnale, e non di irradiarlo nello spazio. Ciò, sia nel caso dei trasmettitori che nel caso dei ricevitori. Dato che le linee sono spesso notevolmente lunghe, è facile però che, se non si prendono particolari precauzioni, sussista una irradiazione, a volte anche rilevante.

Oltre all'energia dispersa sotto forma di irradiazione, occorre considerare, tra le perdite che si possono verificare nelle linee di trasmissione, quella dovuta alla resistenza ohmica del conduttore, che trasforma in calore parte dell'energia.

Come evitare l'irradiazione — L'irradiazione di onde elettromagnetiche da parte delle linee di trasmissione, può essere evitata facendo in modo che il circuito sia costituito da **due** conduttori, i cui campi elettromagnetici si annullino a vicenda. In tali circostanze, il campo determinato da uno dei conduttori è eguale ma di segno opposto, a quello determinato dall'altro, ossia, complessivamente, non si ha irradiazione alcuna.

Una possibile disposizione è indicata alla **figura 1**. Sono ivi rappresentati due conduttori paralleli, percorsi dalle correnti $I1$ ed $I2$, che fluiscono in direzioni opposte. Se la corrente $I1$, che fluisce dal punto A, ha lo stesso valore della corrente $I2$, che fluisce dal punto B, i campi stabiliti da queste due correnti sono eguali in intensità, ma poichè le due correnti fluiscono in direzioni opposte, il campo creato da $I1$ si trova in opposizione di fase rispetto a quello determinato da $I2$.

Poichè tra i due conduttori esiste una certa distanza, d, e i campi eletromagnetici non si propagano istantaneamente, bensì con una certa velocità, c, che, nell'aria, corrisponde alla velocità della luce, il campo presente ad un certo istante in un dato punto dello spazio dipende dai valori delle correnti in istanti precedenti. Ad esempio, nello stesso punto A, esso dipende per la corrente $I1$, dall'istante considerato, ma per la corrente $I2$ da un istante precedente, dato che il campo creato dalla corrente in B impiega un certo tempo a trasferirsi in A.

Supponiamo che le correnti $I1$ ed $I2$ siano alternate: è questo il caso che ci interessa maggiormente, dato che le linee di trasmissione vengono sempre percorse da segnali a radiofrequenza. Durante l'intervallo di tempo in cui un campo elettromagnetico generato in B dalla corrente $I2$ si trasferisce in A, la corrente $I1$ si è leggermente spostata di fase, e quindi il campo che essa genera non è del tutto eguale ed opposto all'altro. I due campi sarebbero in ogni punto esattamente in opposizione di fase solo nel caso in cui i due conduttori occupassero la medesima posizione, il che è impossibile, trattandosi di due conduttori separati.

Si ricorre pertanto ad un compromesso, facendo in modo che i due campi siano il più possibile vicini alle condizioni di opposizione di fase. Ciò si può ottenere riducendo la distanza d tra i conduttori al minimo va-

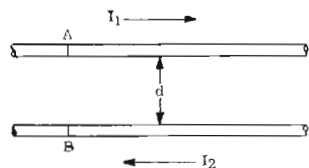



Fig. 1 - Esempio di linea bipolare per il collegamento di una antenna. I due flussi, eguali e contrari, si annullano a vicenda.

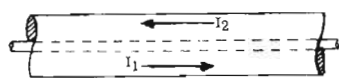



Fig. 2 - Aspetto di un cavo coassiale. La parte esterna è una calza metallica, che neutralizza il flusso del cavo interno

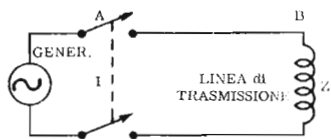



Fig. 3 - Linea per il collegamento dal generatore (A) al carico (B). Una volta chiuso l'interruttore (I), le onde raggiungono il carico.

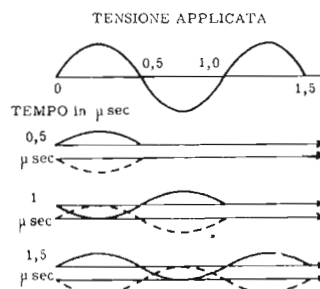



Fig. 4 - Con una frequenza di 1 MHz, la propagazione lungo la linea avviene in un determinato tempo, frazionabile come indicato, a seconda della fase. Se l'impedenza dissipa tutta l'energia fornita, la tensione lungo la linea è costante in tutti i punti.

lore compatibile con le altre esigenze meccaniche ed elettriche della linea. Benchè, al diminuire di *d*, ci si avvicini alle condizioni ideali, dato che lo sfasamento di cui si è parlato diminuisce, è tuttavia sempre presente una certa irradiazione, poichè i campi generati dalle due correnti non si annullano mai totalmente. Come vedremo dall'esempio che segue, l'irradiazione dipende dalla frequenza del segnale, oltre che dalla distanza *d*, e precisamente aumenta all'aumentare della frequenza come si osserverà negli esempi successivi.

Supponiamo che *d* sia eguale a 10 cm, e che la frequenza del segnale sia di 1 MHz, e calcoliamo lo sfasamento introdotto dalla distanza tra i due conduttori. Supponendo che questi siano immersi nell'aria, il campo magnetico generato in B da *I*2 impiegherà, per giungere in A, un tempo:

$$t = d : c$$

ove *c* è la velocità di propagazione delle onde elettromagnetiche nell'aria, (3×10^{10} cm/sec). Sostituendo, si ottiene:

$$t = \frac{10}{3 \times 10^{10}} = \frac{1}{3} \times 10^{-9} \text{ secondi,}$$

ossia 1/3.000 di microsecondo. Dato che il periodo corrispondente alla frequenza di 1 MHz è di 1 μsec, ne deriva che in 1/3.000 di μsec il segnale compie 1/3.000 di ciclo , corrispondente a circa 1/8 di grado di spostamento di fase. Si può pertanto affermare che, alla frequenza di 1 MHz, la distanza di 10 cm apporta uno sfasamento supplementare, aggiungentesi a quello di 180° dovuto alla opposizione nel flusso delle correnti, di circa 1/8 di grado; esso è del tutto trascurabile.

Rieseguendo il calcolo in riferimento alla frequenza di 60 MHz, si trova però che l'angolo di spostamento di fase è salito a 7° e 12', ossia è già di entità rilevante. A 200 MHz infine, l'angolo è di circa 25°, e quindi è tale da alterare completamente il rapporto tra i due campi, in modo che l'effetto di annullamento reciproco si verifichi solo in modo parziale.

Dagli esempi riportati, risulta che è della massima importanza il rapporto tra la distanza *d* e la lunghezza d'onda del segnale. Esso deve essere, perchè l'annullamento da considerarsi sia sufficiente, inferiore ad 1/100; ciò significa che *d* deve essere inferiore all'1% della lunghezza d'onda. Operando a 20 MHz, ossia ad una lunghezza d'onda di 15 m, la massima distanza tra i conduttori della linea di trasmissione deve essere 15 cm, corrispondenti ad un angolo di spostamento di fase di 3°36'.

Le linee di trasmissione del tipo di quelle illustrate alla figura 1, sono denominate **linee a conduttori paralleli,** e sono molto usate per accoppiamenti alle antenne. Per evitare l'inconveniente dell'irradiazione, è possibile utilizzare anche un altro tipo di linea: il cosiddetto **cavo coassiale.** In questo caso uno dei due conduttori è a forma cilindrica cava e racchiude, nel suo interno, il secondo conduttore come in **figura 2.**

La corrente che fluisce nel conduttore interno determina un campo elettromagnetico che viene bilanciato da quello generato dalla corrente che percorre il conduttore esterno, e ciò per il fatto che dette correnti hanno eguale intensità e direzione opposte. Inoltre, il conduttore esterno viene quasi sempre collegato a massa, in modo che le correnti a radiofrequenza lo percorrono esclusivamente lungo la superficie interna. La superficie esterna, a massa, funge da schermo, impedendo così l'irradiazione di eventuali campi elettromagnetici stabilitisi all' interno del cavo. In base a quanto detto, non è in questo caso essenziale, ai fini della diminuzione della irradiazione, la distanza tra il conduttore interno e quello esterno. Essa è, tuttavia, molto importante per altre ragioni, e principalmente per l'impedenza della linea. Di quest'ultimo argomento ci occuperemo più avanti.

Distribuzione delle correnti e delle tensioni — Già conosciamo la distribuzione che le correnti e le tensioni assumono nelle antenne. Ivi, in condizioni ideali — ossia di risonanza — si determinano delle onde stazionarie, dato che gli estremi liberi riflettono le onde, retrocedendole con la fase adatta. Nel caso delle linee di trasmissione, invece, le onde si propagano liberamente dall'entrata verso l'uscita, e vengono totalmente utilizzate dal carico, senza che si verifichi riflessione alcuna. Ciò, sempre nel caso delle condizioni ideali; in pratica, può capitare che anche nelle linee di trasmissione si verifichi, sia pure parzialmente, il fenomeno delle onde stazionarie, o per la presenza di un'antenna con impedenza di carico inadatta, o perchè l'impedenza stessa è in parte reattiva, e quindi rimanda indietro energia.

Supponiamo, comunque, che la linea lavori senza

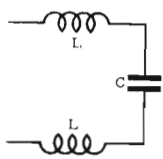



Fig. 5 - Suddividendo una linea in tanti piccoli segmenti, si hanno altrettanti circuiti LC. I valori L sono intrinsechi dei conduttori, e la capacità C sussiste tra i medesimi.

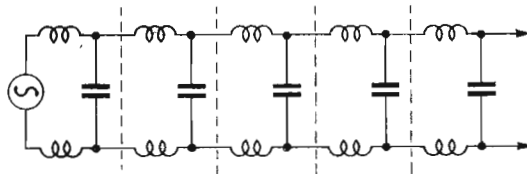



Fig. 6 - Rappresentazione teorica dei circuiti LC di figura 5, distribuiti lungo una linea di trasmissione, tutti in serie tra loro. Le reattanze in serie, unitamente alle capacità in parallelo, costituiscono una serie di piccoli circuiti accordati che limitano la corrente circolante. Tra ognuno di essi e quello successivo, sussiste però l'adattamento di impedenza, per cui l'energia passa senza attenuazione apprezzabile.

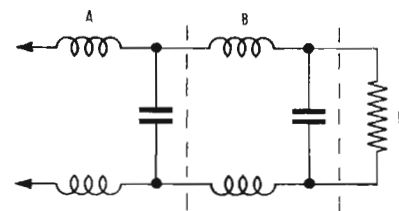



Fig. 7 - Se, al termine della linea, viene applicato un carico (R) pari all'impedenza caratteristica della linea, si ha il massimo trasferimento di energia, pari a quello che sussiste tra una sezione LC e quella successiva, come in figura 6.

alcuna riflessione, ossia trasferisca energia in un solo senso, da A verso B (**figura 3**). Se, ad un dato istante, chiudiamo l'interruttore *I*, che fornisce energia alla linea, lungo di essa cominciano a propagarsi onde di corrente e di tensione, come si vede, dopo diversi periodi di tempo dalla chiusura, nelle diverse sezioni della **figura 4**. Nell'esempio si è considerata una frequenza eguale ad 1 MHz. Giunte all'estremità della linea, le onde vengono completamente utilizzate dalla impedenza di carico Z (solitamente dall'antenna), senza essere retrocesse. Se si misura con un voltmetro per radiofrequenza la tensione lungo la linea, si trova che essa è costante in tutti i suoi punti, corrispondentemente al fatto che non si determinano onde stazionarie.

IMPEDENZA

Sia nel caso del cavo coassiale, sia nel caso dei conduttori rettilinei, paralleli, le linee di trasmissione presentano una capacità distribuita rilevante. Ciò è ovvio, dato che i due condensatori si trovano piuttosto vicini l'uno all'altro, e quindi presentano una certa capacità per unità di lunghezza, dipendente dalla loro distanza e dalla loro forma. Si determina perciò, specialmente in una linea di notevole lunghezza, una capacità complessiva di alto valore. Ci si domanda allora: come mai i segnali che si trasferiscono lungo la linea di trasmissione non risultano attenuati, o annullati, a causa della forte capacità in parallelo?

Come già detto, una perfetta linea di trasmissione deve presentare la minima resistenza ohmica e la minima reattanza, onde non si verifichino, in essa, nè perdite nè riflessioni. Sorge allora spontaneo un altro interrogativo. Dato che la resistenza è molto bassa, anzi, in condizioni ideali, nulla, si ottiene una corrente infinitamente alta, secondo la legge di Ohm, oppure una corrente proporzionale alla tensione applicata?

Circuito equivalente — La risposta ad entrambi gli interrogativi precedenti si ottiene considerando il circuito elettrico equivalente alla linea di trasmissione. Vediamo di risolvere, dapprima, il secondo problema, ossia quello dell'entità della corrente che circola in una linea di trasmissione. In effetti, se si misura la corrente, si trova che essa non solo ha un valore finito, ma risulta proporzionale alla tensione applicata. Perchè la legge di Ohm continui ad essere valida, occorre allora ammettere che le linee di trasmissione abbiano una certa impedenza, diversa da zero. Ciò si può giustificare col ragionamento che segue.

Occorre innanzitutto considerare che una linea di trasmissione è un circuito elettrico a costanti distribuite. Essa presenta quindi, oltre ad una capacità distribuita, una certa induttanza per unità di lunghezza.

Immaginiamo di suddividere una linea in tanti trattini, di lunghezza estremamente breve. Ogni trattino può essere rappresentato da un circuito elementare del tipo di **figura 5**. Effettivamente, tale rappresentazione non è rigorosamente esatta, specialmente per quanto riguarda la presenza della capacità. In pratica, la figura 5 dà chiaramente l'idea di una induttanza distribuita, mentre non esprime altrettanto nettamente il fatto che anche la capacità sia distribuita. Quest'ultima viene, infatti, concentrata nel condensatore C; tuttavia, se i trattini in cui la linea viene suddivisa sono molto brevi, non si commette un grave errore considerando la capacità di ogni tratto concentrata in un unico condensatore.

Complessivamente, una linea di trasmissione si può considerare come costituita da un insieme di moltissimi circuiti LC elementari del tipo di figura 5. Si ottiene, pertanto, la rappresentazione di **figura 6**.

La presenza, oltre che delle capacità *C* in parallelo, anche di tante piccole induttanze *L* in serie, fa sì che la carica dei condensatori *C* risulti rallentata; ogni circuito elementare si comporta analogamente ad un piccolo circuito accordato, e presenta una certa resistenza dinamica. Tale resistenza limita il flusso di corrente, e lo rende proporzionale alla tensione applicata.

Possiamo ora rispondere anche alla prima domanda che ci eravamo posti, ossia alla ragione per la quale il segnale, nonostante la forte capacità in parallelo, non subisce attenuazioni rilevanti. La presenza dell'induttanza distribuita fa sì che il segnale si trasferisca da un circuito elementare al successivo lungo tutta la linea senza subire attenuazione, posto che l'induttanza e la capacità siano distribuite uniformemente lungo tutta la linea. In tali circostanze, infatti, ogni singolo circuito elementare *LC* si adatta, perfettamente, al precedente ed al successivo.

Vediamo di illustrare in qual modo l'energia si propaghi lungo una linea di trasmissione. Ogni induttanza oppone al passaggio del segnale una certa reat-

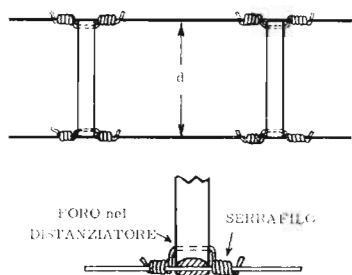



Fig. 8 - Linea a conduttori paralleli con isolamento ad aria. La distanza tra i due conduttori è mantenuta costante da distanziatori tutti eguali, ad intervalli regolari.

Fig. 9 - Grafico per il calcolo dell'impedenza caratteristica di una linea a conduttori paralleli, in funzione della distanza e della loro sezione. Il valore di Z viene letto direttamente sull'asse verticale.

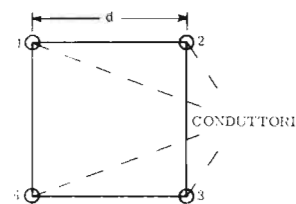
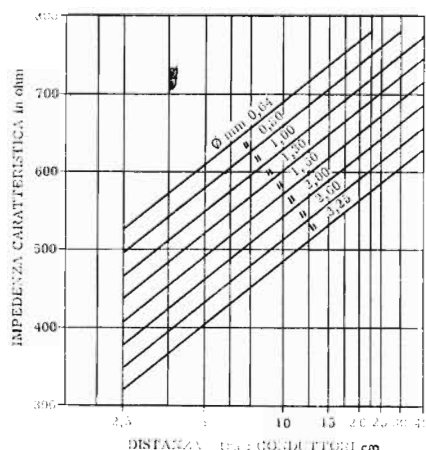



Fig. 10 - Esempio schematico di linea a quattro conduttori, disposti ai quattro angoli di un quadrato. I conduttori corrispondenti a due vertici opposti vengono uniti tra loro al termine della linea, che resta bipolare.

tanza, che limita la velocità di carica del condensatore immediatamente successivo. Come conseguenza, si ottiene un rapporto ben definito tra la tensione e la corrente in ogni punto della linea. Se le caratteristiche costruttive — e quindi il rapporto tra l'induttanza e la capacità — sono costanti lungo tutta la linea, anche il rapporto tra tensione e corrente risulta costante. Questa condizione è essenziale, se si vuole che il segnale venga trasferito senza attenuazione.

Impedenza caratteristica — La presenza di un rapporto ben definito tra tensione e corrente, fa sì che esista una resistenza apparente, chiamata **impedenza caratteristica** della linea di trasmissione, pari a tale rapporto. Non si tratta di una vera e propria impedenza, tuttavia, la definizione è giustificata dal fatto che, anche in tutti i circuiti di tipo normale, l'impedenza è sempre data da un rapporto tra tensione e corrente. Inoltre, una definizione simile era stata considerata anche nel caso delle antenne, con unica differenza che, allora, l'impedenza risultava diversa da punto a punto, mentre nel caso della linea di trasmissione essa è costante in tutti i punti (e per questo viene denominata impedenza caratteristica).

Attraverso semplici calcoli, si perviene al valore dell'impedenza caratteristica di una linea di trasmissione, che è data dalla formula:

$$Z = \sqrt{L : C}$$

nella quale Z è l'impedenza, *L* è l'induttanza e *C* è la capacità per unità di lunghezza. Questa formula è valida — si intende — per linee ideali, ossia prive di resistenza ohmica e di perdite tra i conduttori.

Si possono costruire linee di trasmissione di impedenza qualunque tenendo presente che la *capacità* per unità di lunghezza aumenta al diminuire della distanza tra i due conduttori, mentre *l'induttanza* per unità di lunghezza aumenta col diminuire del loro diametro. Ne consegue che una linea costituita da due conduttori paralleli di grosso diametro, notevolmente vicini l'uno all'altro, presenta un'impedenza caratteristica piuttosto bassa. Viceversa, una linea costituita da conduttori sottili e distanti ha un'impedenza molto alta, dato che presenta una forte induttanza ed una bassa capacità.

Adattamento delle linee al carico — Fino ora abbiamo trattato delle linee di trasmissione indipendentemente dal carico presente ai terminali di uscita, ossia come se fossero di lunghezza indefinita. In pratica, la lunghezza delle linee è finita, ed ai terminali di uscita è connesso un carico di impedenza appropriata che assorbe l'energia da essa trasferita. Il carico può essere di due tipi, secondo il valore della sua impedenza: se quest'ultima è pari a quella della linea, si parla di « linea adattata », mentre se essa è diversa si ha una « linea disadattata ».

Prendiamo in considerazione la **figura 7**. In essa sono rappresentati gli ultimi due tratti in cui si immagina suddivisa una linea di trasmissione, e la resistenza *R*, che costituisce il carico. In una linea di lunghezza infinita, il segnale si propaga in una sola direzione, a partire dal generatore. Ogni circuito elementare *LC* provvede a trasferire l'energia sul circuito successivo. Se pertanto, ad un certo punto, si sostituisce il circuito *LC* ivi presente con un terminale resistivo che offra le medesime caratteristiche di impedenza, i tratti precedenti della linea non subiscono alcuna modifica nelle loro condizioni di lavoro, e continuano a svolgere regolarmente le loro funzioni di elementi di trasferimento dell'energia. Nella figura si nota che all'uscita del circuito B della linea è applicata una resistenza pura *R*.

Il valore di *R* è pari all'impedenza caratteristica della linea, e pertanto, il circuito B non ne risente influenza alcuna, e si comporta come se dopo di esso la linea continuasse infinitamente. Questo esempio è riferito al caso di una « linea adattata », appunto perchè è stato eseguito il necessario adattamento di impedenza.

In una linea di trasmissione adattata, l'energia fornita dal generatore si propaga lungo di essa senza attenuazione, e viene trasferita integralmente ai capi del carico. Ciò indipendentemente dalla lunghezza della linea (almeno fino a che la resistenza ohmica rimane trascurabile). Anche l'impedenza caratteristica è indipendente dalla lunghezza della linea; essa determina, assieme alla tensione, la corrente che la percorre. Quest'ultima è eguale, come in un normale circuito, al rapporto tra la tensione e l'impedenza:

$$I = E : Z$$

Anche la potenza si calcola facilmente, secondo una delle espressioni:

$$P = I^2 Z; \quad P = E^2 : Z; \quad P = EI$$

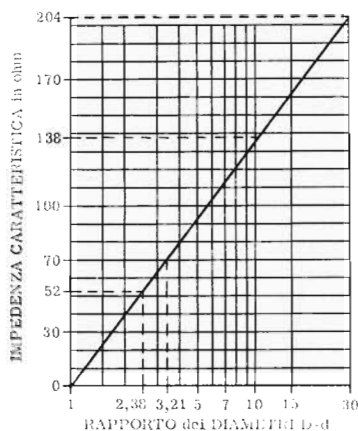



Fig. 11 - Grafico per il calcolo dell'impedenza caratteristica di una linea a quattro conduttori. L'impiego è analogo a quello di fig. 9, con la differenza che, come distanza, viene considerata la diagonale del quadrato, ossia il diametro del supporto isolante.

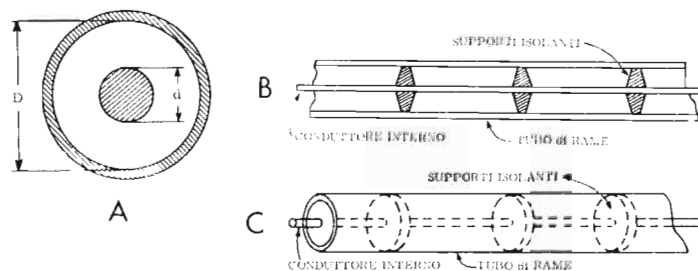



Fig. 12 - Struttura di un cavo coassiale. In A, sezione trasversale (perpendicolare all'asse), ingrandita per maggior chiarezza. In B, sezione longitudinale lungo l'asse del conduttore centrale. In C è infine rappresentato il cavo nel suo aspetto effettivo. Si noti la regolare distribuzione dei supporti isolanti tra il cavo e la calza interna.

Supponiamo ora che la resistenza R sia di valore diverso da quello dell'impedenza della linea. In tal caso il comportamento del circuito B (figura 7) viene influenzato dalla presenza di R, e ciò per la seguente ragione. Lungo la linea, la potenza si trasferisce secondo un determinato rapporto tensione/corrente, pari appunto all'impedenza caratteristica; la potenza che viene assorbita da R richiede invece un diverso rapporto tra E ed I, dato che R è diversa dall'impedenza della linea. Ne consegue che non tutta la potenza che la linea trasferisce nella resistenza viene effettivamente assorbita da quest'ultima. La potenza rimanente viene riflessa, e percorre la linea in senso inverso attraverso B, A, ecc., fino a tornare al generatore.

CARATTERISTICHE COSTRUTTIVE

Come già detto, le due principali categorie di linee di trasmissione sono il cavo coassiale e il cavo a conduttori paralleli. Tuttavia è possibile operare una seconda suddivisione, in relazione al mezzo sul quale i due conduttori si trovano immersi. Consideriamo, ad esempio, una linea costituita da due conduttori paralleli. La distanza tra i due conduttori è, come sappiamo, molto importante, e deve essere mantenuta costante lungo tutto la linea. Ciò si può ottenere con due diversi metodi:

1) Usando opportuni distanziatori, in materiale isolante, disposti ad una certa distanza fissa l'uno dall'altro. Per il resto, i conduttori rimangono immersi nell'aria. Queste linee si dicono con « isolamento ad aria ».

2) I conduttori possono, invece, essere completamente immersi in un isolante solido che li mantenga alla distanza voluta, e contemporaneamente li protegga da eventuali contatti accidentali con oggetti esterni. Si ottiene così quel tipo di linea di trasmissione, chiamato comunemente « piattina », simile — esternamente — ad un normale filo bipolare per impianti elettrici: essa viene denominata a « dielettrico solido ».

Linee con isolamento ad aria — Alla **figura 8**, vediamo come sia possibile ottenere una linea di trasmissione con isolamento ad aria, costituita da due conduttori paralleli. I due conduttori sono mantenuti a distanza costante uno dall'altro per mezzo di opportuni spaziatori isolanti in materiale plastico appropriato, quale ad esempio polistirene o « lucite ». Gli spaziatori devono trovarsi non molto distanti l'uno dall'altro, in modo che i due conduttori rimangano ben distesi, senza spostarsi dalla posizione stabilita, e ciò per evitare possibilità di variazioni nella capacità per unità di lunghezza. I valori dell'impedenza caratteristica che si ottengono con la linea di trasmissione ora esaminata sono dell'ordine dei 600 ohm.

L'impedenza caratteristica di questo tipo di linea si calcola mediante la formula:

$$Z = 276 \times \log \frac{d}{r}$$

nella quale Z è l'impedenza caratteristica, d è la distanza tra i due conduttori (o, meglio, tra i loro assi), ed r il raggio di un conduttore. Non hanno importanza le unità di misura in cui si esprimono d ed r, purchè esse siano eguali in entrambi i casi. Ciò poichè, ai fini della determinazione dell'impedenza, importano non i valori specifici di r e di d presi separatamente, ma il loro rapporto.

Per calcolare l'impedenza caratteristica occorre far uso, come si vede dalla formula precedente, delle tavole dei logaritmi. Alla **figura 9** vediamo alcuni diagrammi che consentono di ottenere, in modo molto semplice e senza alcun calcolo, l'impedenza caratteristica. Si cerca, sull'asse delle ascisse, il valore della distanza tra i due conduttori corrispondente al caso in esame, e successivamente, si traccia una verticale fino ad intersecare la linea inclinata che corrisponde al diametro dei conduttori. Da questa intersezione si traccia una retta orizzontale, e si legge, sull'asse delle ordinate, il valore dell'impedenza in ohm.

In certi casi, principalmente quando si vuole ottenere un'impedenza più bassa, si usano le linee a quattro fili; esse sono costituite da quattro conduttori disposti come se si trovassero ai vertici di un quadrato. Tale tipo di linea è illustrato, in sezione trasversale, alla **figura 10**. La spaziatura tra due fili adiacenti, corrispondente al lato del quadrato, è dello stesso ordine di quella delle linee bifilari. Si ottiene, tuttavia, una maggiore capacità distribuita, e quindi una minore impedenza caratteristica; ciò poichè i quattro fili vengono connessi in parallelo a due a due, unendo tra di loro, ai due estremi della linea, le due coppie di fili

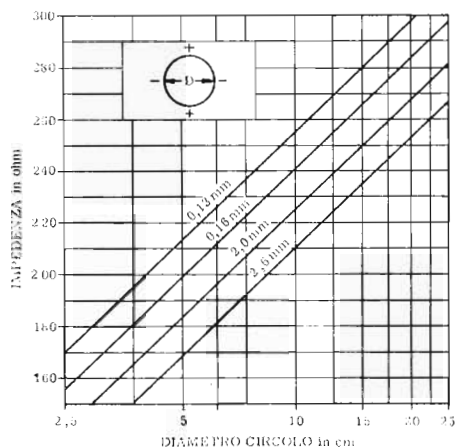



Fig. 13 - Grafico per il calcolo dell'impedenza caratteristica di una linea a cavo coassiale, in funzione del diametro interno del conduttore esterno (calza), e del diametro esterno del conduttore interno. Il valore di Z viene lettc sull'asse verticale.

A

B

Fig. 14 - Esempi di piattine per linee bifilari. A, tipo da 300 ohm; B, tipo da 75 ohm. Si noti, tra i due tipi, la diversa distanza tra i due conduttori affiancati.

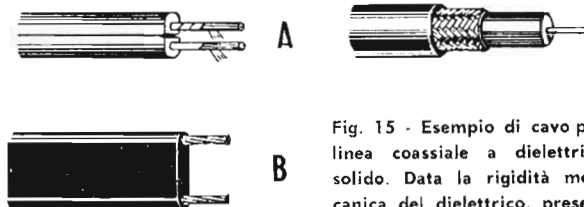



Fig. 15 - Esempio di cavo per linea coassiale a dielettrico solido. Data la rigidità meccanica del dielettrico, presenta il vantaggio, rispetto a quello ad aria, che il conduttore centrale può essere del tipo a treccia, flessibile, a vantaggio della conduttività dei segnali a radiofrequenza, per effetto pellicolare.

che si trovano ai vertici opposti del quadrato, ossia il conduttore 1 col conduttore 3 ed il 2 col 4.

Mediante l'impiego di linee a quattro conduttori si ottiene, oltre alla minore impedenza, anche una più bassa influenzabilità da parte di eventuali oggetti circostanti, ed in particolare della superficie terrestre. In pratica, per costruire tali tipi di linee, si usano supporti isolanti di forma circolare, e ciò per ragioni di maggiore solidità. I fili si trovano comunque disposti come se fossero ai quattro vertici di un quadrato.

L'impedenza di una linea a quattro fili si ottiene per mezzo dei grafici riportati alla **figura 11**. Il procedimento da seguirsi è lo stesso descritto nel caso delle linee bifilari. Si noti che, sul tratto delle ascisse, non è stata rappresentata la distanza tra due fili di polarità opposta, corrispondente al lato del quadrato, bensì quella tra due fili della stessa polarità, corrispondente alla diagonale del quadrato o, come si vede dalla figura stessa, al diametro dei supporti circolari. La formula per il calcolo dell'impedenza è la seguente:

$$Z = 138 \times \log \frac{d}{r} - 21 \text{ ohm}$$

dove d è la distanza tra i due conduttori adiacenti (lato del quadrato) ed r il raggio dei conduttori.

Volendo, pur con il sistema a quattro fili, ottenere un'impedenza leggermente superiore, si può ricorrere alla cosiddetta «doppia linea bifilare», la cui impedenza è data dall'espressione:

$$Z = 138 \times \log \frac{d}{r} + 21 \text{ ohm}$$

Come si vede, l'impedenza differisce dal caso precedente per il valore di 42 ohm, costante indipendentemente da tutte le altre caratteristiche della linea.

La doppia linea bifilare può essere rappresentata, in sezione trasversale, allo stesso modo di quella a quattro conduttori, ossia come alla figura 10. La differenza consiste nel diverso collegamento in parallelo tra i conduttori; questa volta si uniscono tra loro due conduttori adiacenti. Ad esempio, si potrebbero connettere tra di loro ai terminali, il conduttore 1 con il 2 ed il 3 col 4. Egualmente bene si potrebbe unire il 2 col 3 ed il 4 con l'1.

Consideriamo infine il caso del cavo coassiale con isolamento ad aria. In questo caso, data la difficoltà di mantenere una perfetta simmetria tra il conduttore interno e quello esterno (essi devono avere gli assi perfettamente coincidenti, d'onde appunto il nome di «cavi coassiali») è necessario far uso di un gran numero di distanziatori, l'uno vicino all'altro; in ragione di ciò viene in parte a mancare la condizione secondo la quale, nelle linee con isolamento ad aria, i due conduttori devono essere immersi nel vuoto.

Alla **figura 12** si vede la struttura di un cavo coassiale: in A è rappresentata una sezione trasversale perpendicolare all'asse del cavo, in B una sezione trasversale passante per l'asse del cavo, ed in C una visione complessiva. L'impedenza caratteristica di un cavo coassiale si calcola secondo la formula:

$$Z = 138 \log \frac{D}{d}$$

In questo caso, D rappresenta il diametro interno del conduttore esterno e d il diametro esterno del conduttore interno. Inutile dire che questa formula vale solo fino a che i due conduttori sono perfettamente coassiali. Se, in conseguenza di uno spostamento nei supporti isolanti, il conduttore interno si sposta rispetto a quello esterno, le condizioni di lavoro della linea risultano completamente alterate.

Il fatto che, nei cavi coassiali, si renda necessaria la presenza di un maggiore numero di supporti isolanti, per sostenere la delicata struttura meccanica, comporta maggiori perdite di segnale, nonchè un'impedenza inferiore a quella prevista teoricamente mediante la formula precedente. Tuttavia, nonostante ciò, le linee di trasmissione a cavo coassiale presentano, fino a frequenze dell'ordine dei 100 MHz, minori perdite rispetto agli altri tipi precedentemente descritti. Alla **figura 13** è rappresentato un diagramma che consente — noti i diametri del conduttore interno e di quello esterno — di ottenere l'impedenza della linea. Si tratta, in sostanza, di calcolare il rapporto tra il diametro D ed il diametro d; successivamente si immagina di tracciare una verticale dal punto corrispondente sulla retta delle ascisse, fino ad incontrare la retta inclinata, e dal punto di intersezione si traccia una retta orizzontale che incontra l'asse delle ordinate indicando il valore delle impedenze.

Per quanto riguarda i due conduttori costituenti il

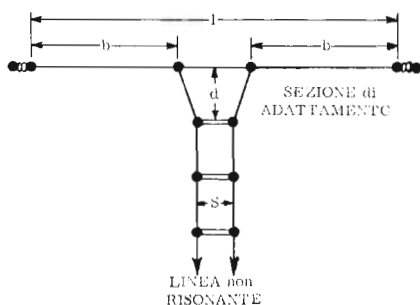



Fig. 16 - Adattamento a « delta » tra una linea bifilare e un dipolo. La linea termina ad una distanza critica dall'antenna, ed è collegata a due punti di questa, simmetrici rispetto al centro.

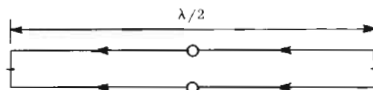



Fig. 17-A - Dipolo multifilare, costituito da diversi conduttori, uno dei quali è staccato dagli altri, pur essendo in contatto alle estremità. L'impedenza risultante è quadrupla di quella di un dipolo normale.

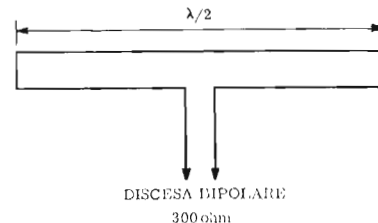



Fig. 17-B - Adattamento della linea di trasmissione ad un dipolo del tipo di figura 17-A. E' più semplice del tipo detto a « delta », ed è meno critico agli effetti del funzionamento e della stabilità.

cavo coassiale, solitamente quello più interno è costituito da un filo unico rigido, e quello più esterno da una calza, del tipo di quella normalmente presente nei cavi schermati. Perchè le perdite siano minime, occorre che l'aria presente all'interno del cavo contenga una bassa percentuale di umidità, e ciò si può ottenere sigillando, all'atto della fabbricazione, ogni possibile ingresso per l'aria dell'ambiente, con un apposito materiale impermeabile.

Linee a dielettrico solido — Nelle linee a dielettrico solido, i conduttori sono mantenuti nella posizione desiderata per mezzo della loro completa immersione in un dielettrico ad alto potere isolante ed a basse perdite, solitamente costituito da tipi particolari di materie plastiche. Pur presentando perdite leggermente superiori al tipo con isolamento ad aria, le linee a dielettrico solido sono, in genere, vantaggiose per la maggiore semplicità costruttiva e per la robustezza della loro struttura meccanica.

Le linee con isolamento ad aria devono, generalmente, essere realizzate sul posto, all'atto dell'installazione, dato che non è possibile piegarle nè sottoporle a forti sollecitazioni meccaniche. Quelle a dielettrico solido, invece, possono essere piegate a volontà, e sono perciò facilmente trasportabili ed adattabili ad ogni esigenza pratica. Esse presentano peraltro notevoli inconvenienti, tra i quali principalmente, oltre alla maggiore perdita, una più pronunciata influenzabilità da parte delle condizioni atmosferiche. Le variazioni di temperatura o di umidità dell'ambiente possono, ad esempio, provocare notevoli variazioni nelle proprietà del dielettrico: di conseguenza, la capacità per unità di lunghezza risulta alterata, provocando variazioni di impedenza. L'influenzabilità da parte degli agenti atmosferici può essere in buona parte eliminata ricoprendo le linee con sostanze impermeabili.

Anche nel caso delle linee a dielettrico solido, occorre distinguere tra tipi a linee bifilari, linee con quattro conduttori, ed a cavo coassiale. Le linee bifilari a dielettrico solido sono le più usate in ricezione, specialmente per il collegamento dell'antenna all'entrata dei ricevitori FM e televisivi. Alla **figura 14** sono rappresentati due diversi tipi di linea bifilare (piattina) di uso corrente: in A si vede una linea a 300 ohm ed in B una a 75 ohm. Quest'ultima è adatta per il collegamento ai dipoli a mezza onda che, ci è noto, presentano un'impedenza d'entrata di circa 73 ohm.

Un tipo di cavo coassiale a dielettrico solido è rappresentato alla **figura 15**. Questa volta, dato che i conduttori vengono tenuti a posto dal dielettrico, è possibile usare anche all'interno un conduttore a treccia, che presenta il vantaggio di una migliore conduzione dei segnali ad Alta Frequenza. Mentre nel caso delle linee bifilari sono correntemente usati, secondo le necessità, entrambi i tipi, ad aria ed a dielettrico solido, nel caso del cavo coassiale si usa quasi sempre il tipo a dielettrico solido, sia per la scarsa robustezza di quello ad aria, sia per il vantaggio derivante dal conduttore interno in treccia multifilare.

I cavi coassiali a dielettrico solido sono reperibili nelle impedenze principali di 50 ohm e 75 ohm. L'impedenza di un cavo coassiale a dielettrico solido si può facilmente calcolare, quando sia nota la costante dielettrica del dielettrico usato. E' sufficiente determinare l'impedenza di un cavo coassiale costituito da conduttori del medesimo diametro, ma immersi nell'aria; ciò si può eseguire facilmente mediante il diagramma di figura 13. Successivamente si divide il valore ottenuto per il termine $\sqrt{k}$. In esso, k rappresenta la costante dielettrica, ed è quindi, per qualunque tipo di materiale, maggiore di 1; ne segue che l'impedenza caratteristica dei cavi coassiali a dielettrico solido è, in ogni caso, minore della corrispondente con isolamento ad aria.

ACCOPPIAMENTO con le ANTENNE

Per quanto riguarda il collegamento trasmettitore-antenna, le linee di trasmissione adottate con maggiore frequenza sono la piattina da 300 ohm, la linea bifilare con isolamento ad aria, da circa 500 ohm, ed il cavo coassiale, da circa 50 ohm. Da quanto detto in precedenza, risulta che, nel caso in cui l'impedenza di ingresso dell'antenna sia totalmente resistiva, e pari a quella della linea, in quest'ultima non si formano onde stazionarie. Ciò perchè l'energia fluisce esclusivamente nella direzione dal trasmettitore verso l'antenna, senza subire alcuna riflessione.

Quando, invece, all'estremo di uscita della linea di trasmissione, ossia al punto in cui questa è collegata all'antenna, si verifica una riflessione parziale, si formano lungo la linea delle onde stazionarie di ampiezza

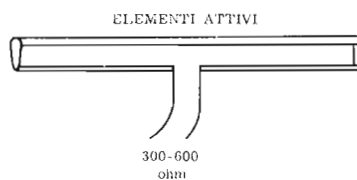



Fig. 18-A - Dipolo nel quale il conduttore superiore ha un diametro maggiore di quello inferiore. L'impedenza risultante è ancora maggiore rispetto a un dipolo normale, e dipende dal rapporto tra i due diametri dei conduttori.

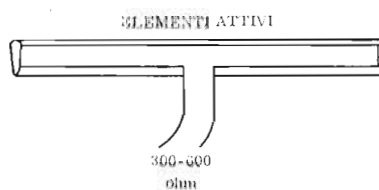



Fig. 18-B - Caso opposto al precedente. Il conduttore superiore ha un diametro minore di quello inferiore. L'impedenza risultante è minore del quadruplo di quella di un dipolo normale.

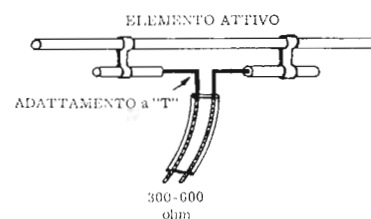



Fig. 19 - Adattamento a « T », analogo a quello di un dipolo bifilare. Si ha, in questo caso, una differenza tra le lunghezze dei due tratti. L'adattamento di impedenza viene perfezionato variando la posizione dei due morsetti di collegamento.

proporzionale alla percentuale di riflessione. Tale riflessione può essere determinata da due circostanze:

1) da un disadattamento di impedenza tra la linea di trasmissione e l'antenna;

2) dal fatto che l'impedenza di ingresso dell'antenna sia, in parte, reattiva. Ciò corrisponde ad un'antenna fuori risonanza, e determina un riflessione di energia, proporzionale al valore della componente reattiva.

Naturalmente, in entrambi i casi, non si verificherà mai una riflessione totale, e quindi non si avranno dei nodi in cui la tensione assume valore nullo, nè dei ventri in cui essa si raddoppia rispetto al valore fornito dal trasmettitore. Tuttavia, misurando la tensione lungo la linea, si possono trovare, in questi casi, dei massimi e dei minimi ben pronunciati.

Linee non accordate. — Come sappiamo, le linee di trasmissione non accordate sono quelle in cui si fa in modo di evitare onde stazionarie, ossia riflessione di energia verso il trasmettitore. Vediamo come sia possibile il verificarsi di tali circostanze, in dipendenza del tipo di collegamento tra la linea e l'antenna. I più comuni tipi di collegamento o, meglio, di *adattamento* sono a « delta », per « dipoli multifilari » e a « T ».

Consideriamo dapprima l'**adattamento a « delta »**, illustrato alla **figura 16**. Come si può notare, la linea di trasmissione è una normale linea bifilare con isolamento ad aria, fino ad una distanza *d* dall'antenna. A questo punto, i due conduttori cominciano ad allontanarsi l'uno dall'altro, formando un andamento ad Y. Ciò comporta una graduale diminuzione della capacità distribuita, e quindi un corrispondente aumento dell'impedenza. I due terminali della « Y » vanno collegati all'antenna in punti, simmetrici rispetto al punto centrale, corrispondenti ad impedenza intermedia tra l'impedenza normale della linea e quella che essa assume ai suoi terminali ad Y (che è, come abbiamo detto, maggiore).

Questo adattamento è molto critico, ed i valori di *l* (lunghezza dell'antenna), di *d*, e di *b* devono essere accuratamente calcolati, in base alle seguenti espressioni, che dipendono dalla frequenza di trasmissione:

$$l = 140{,}2 : F; \quad b = 53 : F; \quad d = 45 : F$$

nelle quali *F* è la frequenza in MHz; tutte le misure risultano espresse in metri. Basta una differenza anche lieve per determinare riflessione, con conseguenti onde stazionarie nella linea di trasmissione.

Un **dipolo multifilare** è una normale antenna a dipolo, costituita da più conduttori avvicinati o intrecciati. L'impedenza di un dipolo multifilare, fino a che tutti i conduttori che lo costituiscono sono strettamente a contatto in ogni punto della sua lunghezza, è solo di poco superiore a quella di un dipolo a conduttore unico. Se, invece, si stacca totalmente un conduttore dai rimanenti, salvo che nei punti estremi, si ottiene un'antenna del tipo di **figura 17-A**. Questo particolare tipo di multifilare ha un'impedenza pari al quadruplo del tipo normale. Perciò nel caso del dipolo a mezza onda, l'impedenza di ingresso sale da 75 a 300 ohm.

L'adattamento di un dipolo multifilare del tipo ora descritto si ottiene mediante la disposizione di figura 17-**B**. Esso è, come si vede, più semplice di quella a « delta » precedentemente descritta, dato che non è necessario alcun calcolo per ottenere i punti di collegamento, nè alcuna modifica nell'ultima parte della linea. Si ha, inoltre, un secondo vantaggio: l'impedenza dell'antenna non è più invariabile, ma può essere modificata a piacere, in base al seguente procedimento.

Se i due conduttori, superiore ed inferiore, che costituiscono il dipolo in questione, sono dello stesso diametro, l'impedenza è effettivamente il quadruplo di quella del dipolo semplice. Se invece il tratto superiore ha un diametro maggiore di quello inferiore, come si vede alla **figura 18-A**, si ottiene un'impedenza superiore. Essa dipende, comunque, dal rapporto tra i due diametri. Nel caso opposto, ossia quando il tratto superiore ha un diametro minore di quello inferiore, come nella figura 18-**B**, si ottiene un'impedenza inferiore a quella al quadruplo del dipolo normale.

Consideriamo, infine, il caso dell'**adattamento a T**. Si tratta (**figura 19**) di un adattamento simile a quello del dipolo bifilare, salvo che il tratto inferiore è più corto di quello superiore. Esso dà risultati migliori di quelli del dipolo bifilare con frequenze fino a 30 MHz; per frequenze superiori è preferibile quest'ultimo.

I due conduttori di adattamento (costituenti il tratto inferiore), vengono collegati al tratto superiore mediante due morsetti. La posizione dei morsetti può essere variata, e ciò permette di regolare l'adattamento, in dipendenza della frequenza del segnale di ingresso, si da ottenere le migliori condizioni (massima irradiazione e minima riflessione).

DOMANDE sulle LEZIONI 121ª e 122ª

N. 1 —
Cosa si intende per « antenna »? Quale è il suo compito specifico nei confronti di un ricevitore o di un trasmettitore?

N. 2 —
Da quali fattori dipende l'intensità del campo elettromagnetico irradiato da un'antenna nello spazio circostante?

N. 3 —
In quale caso un'antenna viene percorsa da una corrente avente la massima intensità possibile?

N. 4 —
Quali sono i casi in cui si ha, da parte di un'antenna, la massima irradiazione di energia a radiofrequenza?

N. 5 —
Nell'analisi del comportamento di un'antenna nei confronti della tensione e della corrente del segnale, cosa si intende per « ventre » e « nodo »?

N. 6 —
In quale modo viene comunemente definito il « rapporto onde stazionarie » (« R.O.S. »)?

N. 7 —
Per quale motivo un'antenna calcolata in base alla lunghezza d'onda, deve avere una lunghezza effettiva leggermente inferiore al valore calcolato, ossia inferiore ad un multiplo della metà della stessa lunghezza d'onda?

N. 8 —
Cosa è un dipolo?

N. 9 —
Cosa si intende per impedenza di un'antenna? Può questo valore essere considerato un valore assoluto?

N. 10 —
In quale modo può essere definita la resistenza di irradiazione di un'antenna?

N. 11 —
Cos'è, ed a cosa serve, un diagramma di irradiazione?

N. 12 —
Cosa si intende per « antenna isotropica »?

N. 13 —
Cosa è una linea di trasmissione ?

N. 14 —
In quale modo è possibile evitare l'irradiazione di energia a radiofrequenza, da parte di una linea di trasmissione?

N. 15 —
Quanti tipi di cavi si usano per le linee di trasmissione? Come vengono — a loro volta — suddivisi?

N. 16 —
Cosa si intende per « impedenza caratteristica » di una linea di trasmissione?

RISPOSTE alle DOMANDE di Pag. 953

N. 1 — La percezione contemporanea di suoni provenienti da diverse direzioni, con possibilità di individuare la direzione di provenienza.
N. 2 — Inviando a due diversi amplificatori i segnali provenienti da due microfoni separati, posti ciascuno in corrispondenza di un lato della sorgente sonora (orchestra).
N. 3 — Su un disco « stereo », o su un nastro avente un minimo di due tracce disponibili contemporaneamente.
N. 4 — Allineate, ossia in modo che i relativi traferri giacciano sulla medesima perpendicolare all'asse longitudinale del nastro.
N. 5 — Nella registrazione dei due canali in un unico solco, con un angolo di 90° tra loro. In altre parole, entrambi sono inclinati di 45°, in senso opposto, rispetto alla perpendicolare alla superficie del disco.
N. 6 — Per l'equa distribuzione tra i due canali delle inevitabili distorsioni, e per la buona eliminazione dei disturbi dovuta alla granulosità del materiale.
N. 7 — La reciproca influenza tra i due canali di un complesso « stereo ». Quando esiste tra essi il fenomeno dell'intermodulazione.
N. 8 — Sul fatto che i segnali possono essere prelevati separatamente tra le due coppie di lati del cristallo, corrispondenti alle due facce perpendicolari agli assi di vibrazione.
N. 9 — Quando i segnali magnetizzanti di una delle due tracce riescono ad estendersi, sia pure in minima parte, fino a raggiungere la traccia dell'altro canale.
N. 10 — A ripartire equamente i due segnali tra i canali, fino ad ottenere un buon equilibrio tra le due potenze sonore, tale cioè da dare una riproduzione gradevole e bilanciata.
N. 11 — Ad adattare l'impedenza di ingresso a quella del cristallo di una testina piezoelettrica. In pratica, costituisce il carico ai cui capi è presente la tensione di segnale.
N. 12 — In corrispondenza del terminale libero del potenziometro. In tal caso, il condensatore da 50.000 pF connesso in serie al cursore non può fugare a massa i segnali a frequenza elevata, in quanto la resistenza del potenziometro è tutta inclusa in serie alla stessa capacità.
N. 13 — Per consentire la regolazione della polarizzazione di base, onde stabilire il punto di funzionamento sulla curva caratteristica di ciascun transistore.
N. 14 — Due: uno tra l'emettitore del terzo stadio e la base del secondo, ed uno tra il terminale blu di uscita e la base dello stadio pilota.
N. 15 — Si avrebbe sempre una distorsione. Nel primo caso, per il carico che sarebbe eccessivo, e nel secondo per il carico insufficiente. In entrambi i casi verrebbero alterate le condizioni ideali di funzionamento.
N. 16 — Per evitare che le forti variazioni di corrente, che si manifestano nel circuito dello stadio finale, provochino variazioni nella tensione di alimentazione degli stadi precedenti.

DIAGRAMMI di IRRADIAZIONE

A complemento di quanto detto in precedenza sui diagrammi di irradiazione delle antenne, riportiamo una serie di grafici che chiariranno ulteriormente tale importante argomento. La prima serie di figure comprende i diagrammi di irradiazione propri di antenne di varie lunghezze, tutte multiple di mezza lunghezza d'onda del segnale trasmesso.

I numeri segnati lungo i lati del quadrato indicano gli angoli di irradiazione cui sono riferiti i singoli raggi che, partendo dal centro della figura, raggiungono i lati del quadrato. La distanza tra il centro ed il punto in cui ognuno dei detti raggi interseca la curva in neretto (curva di irradiazione) è proporzionale all'intensità dell'irradiazione nella direzione stessa.

Il segmento orizzontale delimitato dalle frecce, denominato « asse del conduttore », non rappresenta il conduttore che costituisce l'antenna, *bensì la sola sua direzione*. Si deve infatti immaginare che il conduttore sia molto corto, tutto concentrato al centro del diagramma. Come sappiamo, i veri e propri diagrammi di irradiazione dovrebbero essere delle figure solide a tre dimensioni. Tuttavia, data l'impossibilità di rappresentare con precisione tale tipo di figure su un foglio piano, si considerano le intersezioni di esse con piani caratteristici, di solito passanti per l'asse del conduttore.

Nel caso delle figure della prima serie, si tratta di diagrammi di irradiazione relativi ad antenne che si immaginano nello spazio libero, ossia infinitamente distanti da qualunque corpo solido. In conseguenza di ciò, la figura tridimensionale è simmetrica, e si ottiene mediante una semplice rotazione delle figure qui rappresentate attorno all'asse del conduttore. Da ciò deriva che dette figure si possono ottenere intersecando il diagramma tridimensionale con un piano qualunque che contenga il conduttore, indipendentemente dal suo orientamento effettivo.

Se l'antenna si trova nelle vicinanze di corpi solidi, la simmetria di cui si è detto viene a mancare, e nei diagrammi di irradiazione relativi occorre specificare l'orientamento del piano di intersezione che si considera. In generale, dato che le antenne si trovano nelle vicinanze della superficie terrestre, è questa che apporta le principali modifiche alle figure di irradiazione. Risulta pertanto utile considerare quelle corrispondenti alle intersezioni con il piano verticale ed il piano orizzontale. In casi particolari, o per uno studio più approfondito, si considerano anche intersezioni con piani di inclinazione intermedia. Tutte le serie di figure successive alla prima illustrano le condizioni che si ottengono per effetto della presenza della superficie terrestre.

DIAGRAMMI di IRRADIAZIONE nello SPAZIO LIBERO

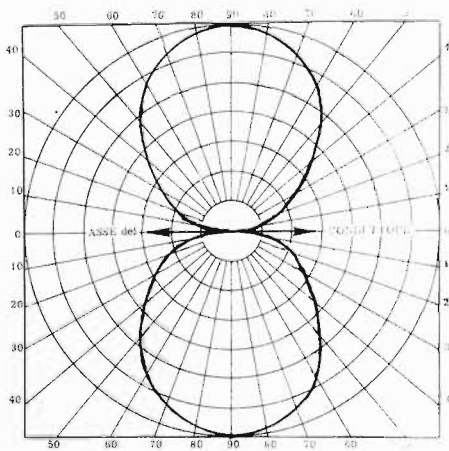



Diagramma direttivo piano di una antenna di lunghezza pari a $\lambda/2$.

Diagramma direttivo di un'antenna di lunghezza pari a 1,5 λ, sul piano nel quale giace l'asse del conduttore.

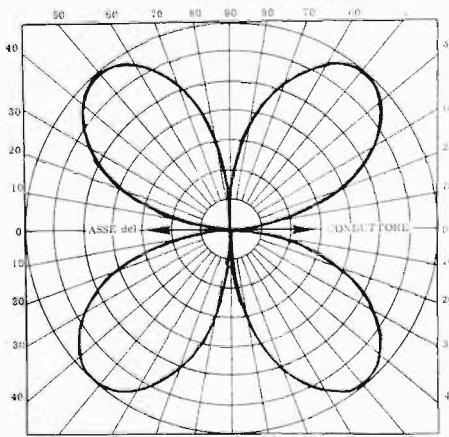
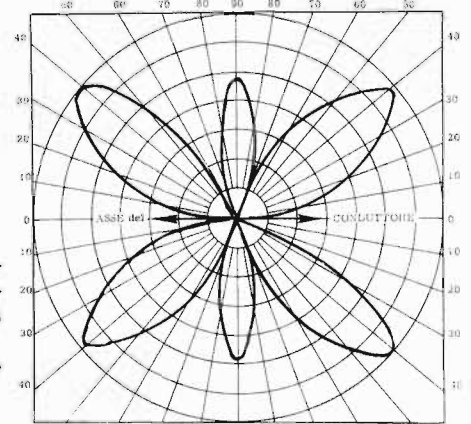
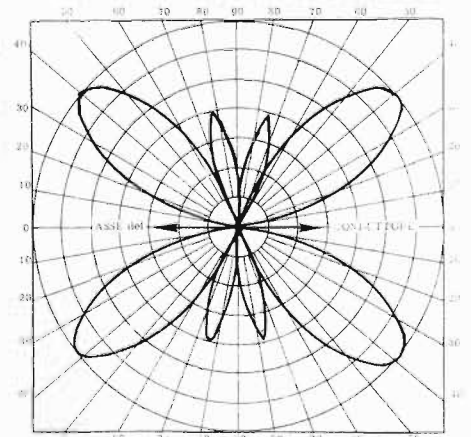
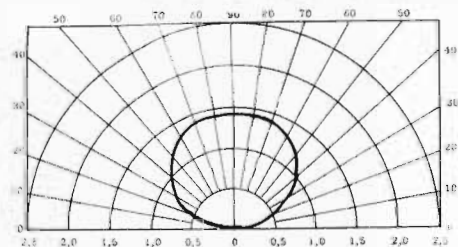
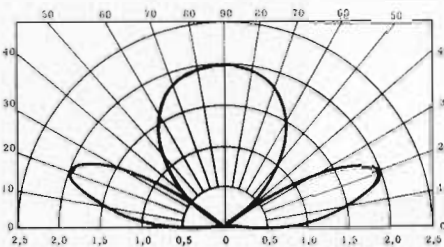
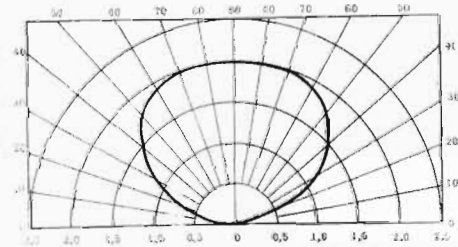
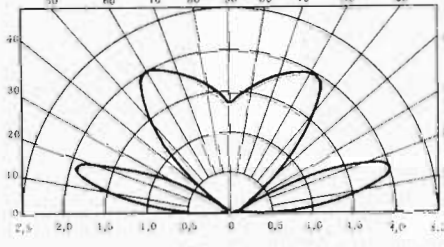
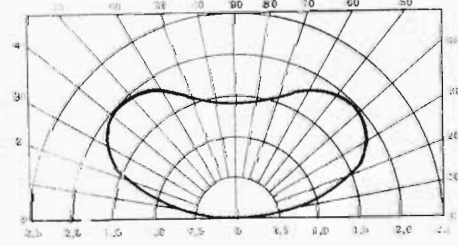
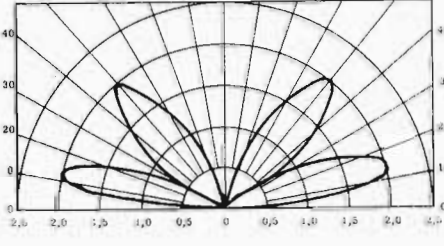



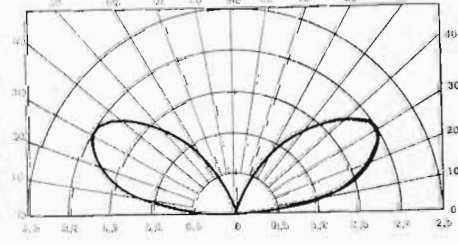
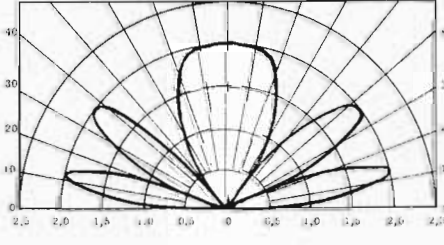
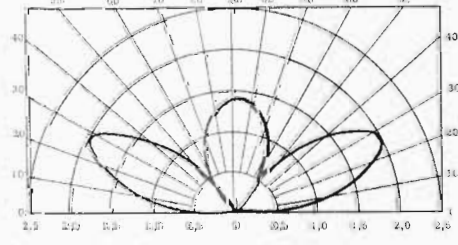
Diagramma direttivo nello spazio libero, di un'antenna di lunghezza pari a λ, sul piano nel quale giace l'asse del conduttore.

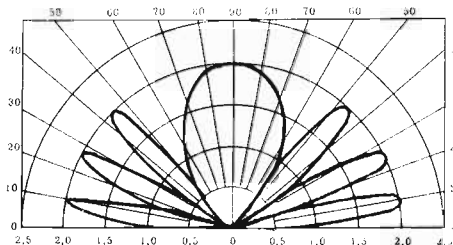
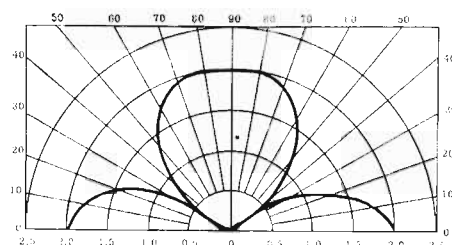
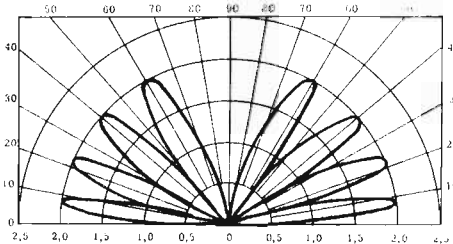
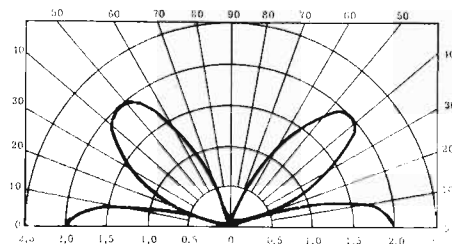
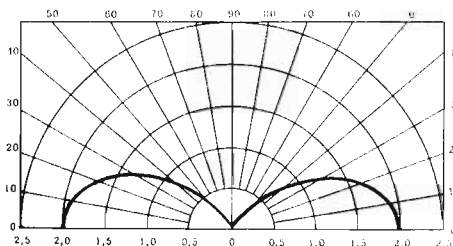
Diagramma direttivo di un'antenna di lunghezza pari a 2 λ, nel piano nel quale giace l'asse del conduttore.

Le figure di queste serie non rappresentano dei diagrammi di irradiazione. Esse sono utili per ottenere **dei fattori** per i quali si devono moltiplicare le intensità di irradiazione, relative al piano di intersezione verticale, onde tenere conto dell'effetto della superficie terrestre.

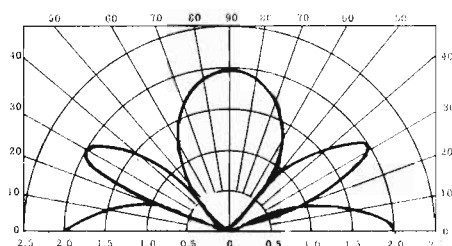
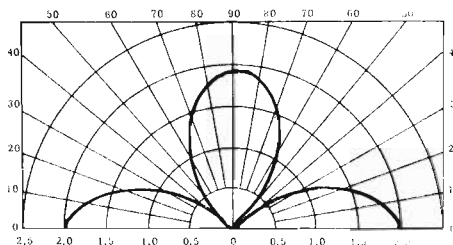
Come sappiamo, la superficie terrestre si comporta come un riflettore, ed invia verso l'alto le onde che l'antenna irradia verso di essa. Tali onde assumono quindi direzioni già occupate da quelle irradiate direttamente dall'antenna, e si sommano a queste. A seconda delle diverse altezze dell'antenna rispetto al suolo, in alcune direzioni le onde si trovano in fase e si rinforzano l'una con l'altra, mentre in altre si elidono, in maggiore o minore misura, a seconda dell'angolo di fase.

I casi più significativi sono quelli che corrispondono ad altezze dell'antenna — rispetto alla superficie terrestre — multiple di 1/8 della lunghezza d'onda del segnale trasmesso, e sono appunto questi che noi consideriamo nella serie di figure. I fattori di moltiplicazione, relativi ad ogni direzione nel piano verticale passante per il conduttore che costituisce l'antenna, si ottengono come nel caso delle figure precedenti: si considera il raggio relativo alla direzione presa in esame e lo si interseca con la curva disegnata in neretto: la distanza tra questo punto ed il centro indica il fattore di moltiplicazione. Tale distanza può essere letta nel lato inferiore del rettangolo, in corrispondenza delle diverse semicirconferenze.

Antenne orizzontali poste ad una altezza dal suolo pari a 1/8 di λ.

Antenne orizzontali poste ad una altezza dal suolo pari a 3/4 di λ.

Antenne orizzontali poste ad una altezza dal suolo pari a 1/4 di λ.

Antenne orizzontali poste ad una altezza dal suolo pari a 7/8 di λ.

Antenne orizzontali poste ad una altezza dal suolo pari a 3/8 di λ.

Antenne orizzontali poste ad una altezza dal suolo pari a λ.

Antenne orizzontali poste ad una altezza dal suolo pari a 1/2 di λ.

Antenne orizzontali poste ad una altezza dal suolo pari a 1,25 λ.

Antenne orizzontali poste ad una altezza dal suolo pari a 5/8 di λ.

Antenne orizzontali poste ad una altezza dal suolo pari a 1,5 λ.

Antenne orizzontali poste ad una altezza dal suolo pari a 1,75 λ.

Dipolo verticale col centro ad una altezza dal suolo pari a 1/2 di λ.

Antenne orizzontali poste ad una altezza dal suolo pari a 2 λ.

Dipolo verticale col centro ad una altezza dal suolo pari a 3/4 di λ.

Dipolo verticale col centro ad una altezza dal suolo pari a 1/4 di λ.

Dipolo verticale col centro ad una altezza dal suolo pari a λ.

Dipolo verticale col centro ad una altezza dal suolo pari a 3/8 di λ.

Dipolo verticale col centro ad una altezza dal suolo pari a 1,5 λ.

DIAGRAMMI di DIRETTIVITA'

Per calcolare la « direttività » delle antenne, è spesso necessario considerare le intensità di irradiazione corrispondenti a direzioni intermedie tra quelle del piano verticale e quelle del piano orizzontale. A questo scopo riportiamo le figure della 3ª serie, che indicano le intersezioni dei diagrammi di irradiazione tridimensionali, con piani inclinati rispetto a quello orizzontale.

Vengono considerati gli angoli più caratteristici, ossia quelli di 9°, 15° e 30° rispetto all'orizzontale. Come si può notare, ad esempio, nella prima figura della serie, l'intensità di irradiazione, considerando questi piani direttivi, non si annulla mai in corrispondenza di angoli di irradiazione di 0°. Ciò avviene, invece, nelle figure della prima e della seconda serie.

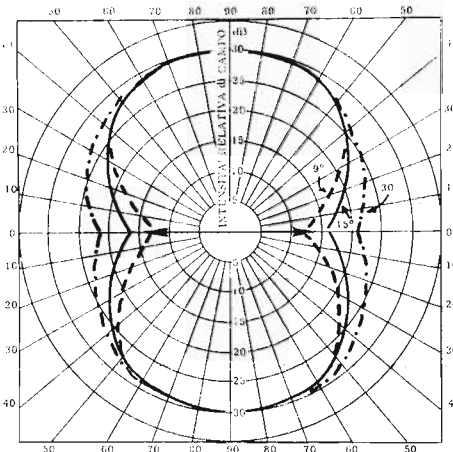
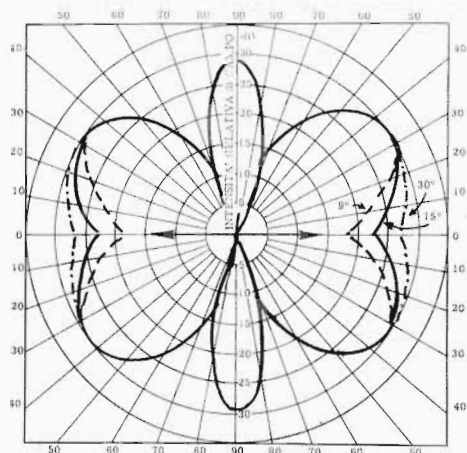
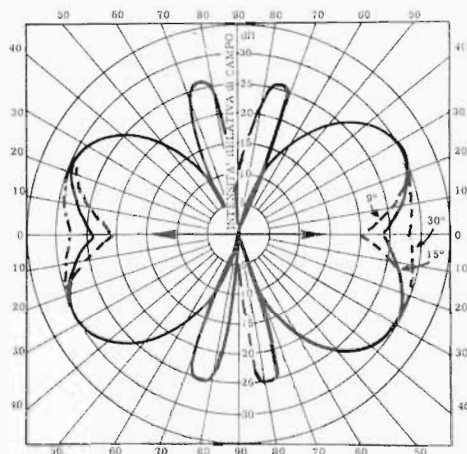
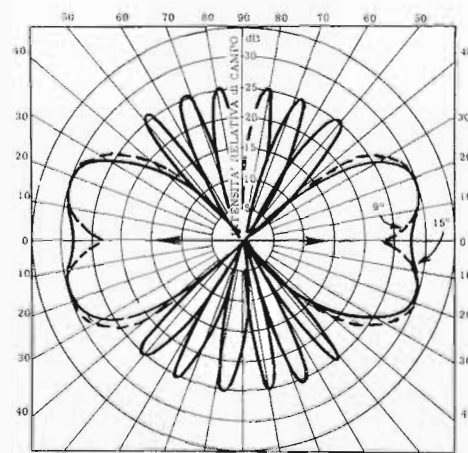
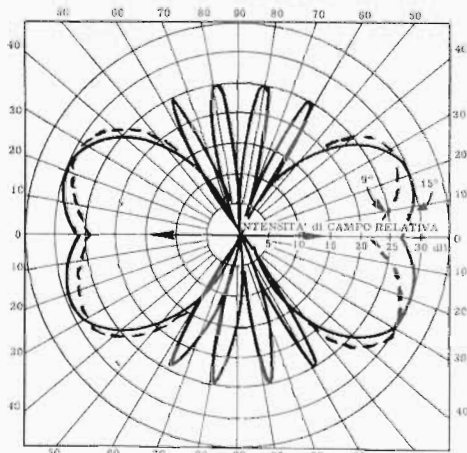
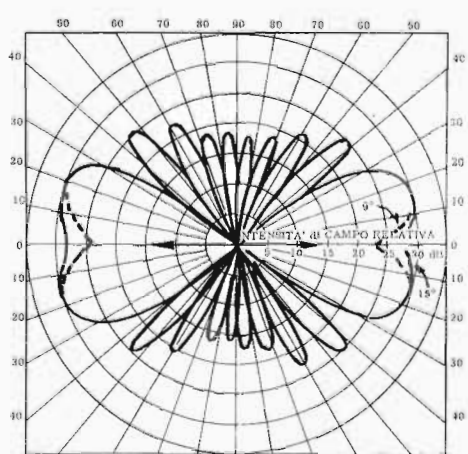
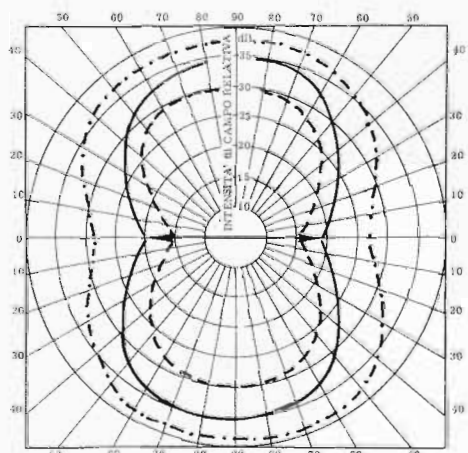



Diagramma direttivo di un'antenna orizzontale a mezza onda, relativo a tre angoli di irradiazione (9°, 15° e 30°).

Antenne orizzontali di lunghezza pari a λ, con angoli verticali di 9°, 15°, e 30°.

Antenne orizzontali di lunghezza pari a 1,5 λ, con angoli verticali di 9°, 15°, e 30°.

Antenne orizzontali di lunghezza pari a 4 λ, con angoli verticali di 9° e 15°.

Antenne orizzontali di lunghezza pari a 2 λ, con angoli verticali di 9°, 15°, e 30°.

Antenne orizzontali di lunghezza pari a 5 λ, con angoli verticali di 9° e 15°.

Antenne orizzontali di lunghezza pari a 3 λ, con angoli verticali di 9° e 15°.

Confronto tra le ampiezze di irradiazione con angoli di 9°, 15° e 30°, con antenne orizzontali a mezza onda, poste ad un'altezza dal suolo pari a ½ di λ.

DIAGRAMMI di IRRADIAZIONE su PIANI VERTICALI

Le figure della quarta serie indicano i diagrammi di irradiazione relativi a piani verticali, contenenti il conduttore, oppure perpendicolari ad esso. Si è tenuto conto anche dell'effetto di riflessione della superficie terrestre, e quindi dell'altezza dell'antenna dal suolo.

In questi diagrammi si suppone che la terra sia perfettamente conduttrice, e che l'antenna sia disposta orizzontalmente.

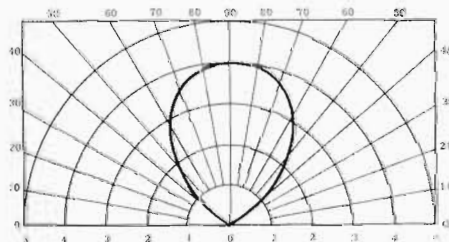



Diagramma in direzione del conduttore, con altezza dal suolo pari a ¼ λ.

Diagramma a 90° rispetto al conduttore; altezza dal suolo pari a ¼ di λ.

Diagramma in direzione del conduttore; altezza dal suolo pari a ½ di λ.

Diagramma a 90° rispetto al conduttore; altezza dal suolo pari a ½ di λ.

Diagramma in direzione del conduttore; altezza dal suolo pari a ¾ di λ.

Diagramma a 90° rispetto al conduttore; altezza dal suolo pari a ¾ di λ.

Diagramma in direzione del conduttore; altezza dal suolo pari a λ.

Diagramma a 90° rispetto al conduttore; altezza dal suolo pari a λ.

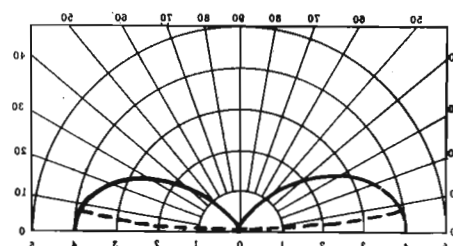
Diagramma in direzione del conduttore; altezza dal suolo pari a 1,25 λ.

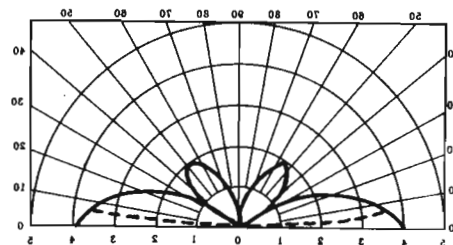
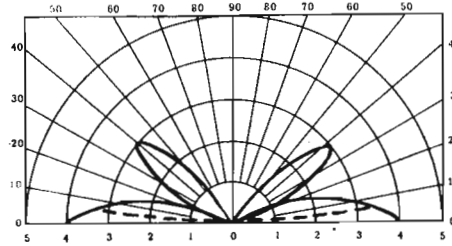
Diagramma a 90° rispetto al conduttore; altezza dal suolo pari a 1,25 λ.

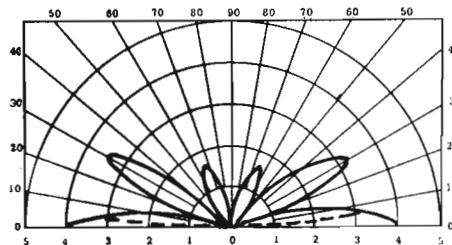
Diagramma in direzione del conduttore; altezza dal suolo pari a 1,5 λ.

Diagramma a 90° rispetto al conduttore; altezza dal suolo pari a 1,5 λ.

ANTENNE VERTICALI

Queste figure sono del tutto analoghe alle precedenti, ma sono state ottenute con antenne verticali.

Altezza dal suolo pari a ¼ di λ.

Altezza dal suolo pari a ½ di λ.

Altezza dal suolo pari a ¾ di λ.

Altezza dal suolo pari a λ.

L'AMPLIFICATORE STEREOFONICO

SM/1111

offre una soluzione completa ed economica per la riproduzione sia dei segnali normali che di quelli stereo.

Le caratteristiche lo classificano nella serie degli amplificatori di Alta Fedeltà: può fornire 10 watt complessivi (5 watt per ogni canale). Sensibilità di 20 e 30 e 50 mV a tre distinte entrate.

descritto dettagliatamente alla lezione 120ª

FORNITO COME SCATOLA DI MONTAGGIO

Rivolgetevi alle Sedi GBC oppure direttamente alla Sede centrale: Via Petrella, 6 - MILANO

Chiedete all'edicola questo nuovo Numero

RADIO e TELEVISIONE n. 101

la nitida voce del progresso

SCOTCH Magnetic Tape

MINNESOTA

Se siete interessati alla televisione, alla radiotecnica, all'elettronica applicata, è nel Vostro reale tornaconto seguire questa rassegna che, mensilmente, con i suoi numerosi articoli, Vi consente un aggiornamento completo con la costante evoluzione della tecnica e del mercato.

ABBONATEVI !

Abbonamento per 12 Numeri. . . . . lire 3.060.
Per gli abbonati al "Corso di Radiotecnica,, ... solo lire 2.754.

Una copia, alle edicole, lire 300

Abbonamento: "RADIO e TELEVISIONE,, - via dei Pellegrini N. 8/4, conto corrente postale: 3/4545 - Milano

L'abbonamento non ha riferimento all'anno solare e vi da sempre diritto a ricevere 12 Numeri: inoltre, vi invieremo 4 fascicoli in omaggio, da voi scelti tra quelli disponibili, anteriori al N. 97.

Se non disponete del N. 98 potete farlo includere nell'abbonamento.

MANTENETEVI AGGIORNATI CON LA TECNICA RADIO - TV LEGGENDO ASSIDUAMENTE **« RADIO e TELEVISIONE »**

corso di RADIOTECNICA

pubblicazione settimanale · 15 - 22 luglio 1961 un fascicolo lire 150 42° numero

corso di
RADIOTECNICA

settimanale a carattere culturale

Direzione, Amministrazione, Pubblicità:
Via dei Pellegrini 8/4 - Telef. 593.478
MILANO

Ogni fascicolo — contenente 3 lezioni — costa lire 150, acquistato alle edicole.

Se l'edicola risulta sprovvista, o si teme di rimanere privi di qualche numero, si chieda invio settimanale direttamente al proprio domicilio a mezzo abbonamento.

Il versamento per ricevere i 52 fascicoli costituenti l'intero Corso è di lire 6500 + I.G.E. = lire 6630. A mezzo vaglia postale, assegno bancario, o versamento sul conto corr. postale 3/41.203 del « Corso di RADIOTECNICA » - Via dei Pellegrini 8-4 - Milano. In ogni caso, scrivere in modo molto chiaro e completo il proprio indirizzo.

L'abbonamento può essere effettuato in qualsiasi momento; si intende comprensivo delle lezioni pubblicate e dà diritto a ricevere tali lezioni, che saranno inviate con unica spedizione.

Estero: abbonamento al Corso, Lit. 8.500. ($ 15). Numeri singoli Lit. 300 ($ 0,50).

Per i cambi di indirizzo durante lo svolgimento del Corso, unire lire 100, citando sempre il vecchio indirizzo.

Fascicoli singoli arretrati — se disponibili — possono essere ordinati a lire 300 cadauno. Non si spedisce contrassegno.

Distribuzione alle edicole di tutta Italia: Diffus. Milanese . Via Soperga, 57 - Milano.

Direttore responsabile: Giulio Borgogno.

Autorizzaz. N. 5357 - Tribunale di Milano.

Stampa: Intergrafica S.r.l. - Cologno Monzese.

La Direzione non rivende materiale radio; essa può comunicare, se richiesta, indirizzi di Fabbricanti, Importatori, Grossisti ecc. in grado di fornire il necessario ed ai quali il lettore può rivolgersi direttamente.

Alla corrispondenza con richiesta di informazioni ecc. si prega allegare sempre il **francobollo per la risposta.**

Parte del testo e delle illustrazioni è dovuta alla collaborazione del Bureau of Naval Personnel, nonchè al Dept. of the Army and the Air Force - U.S.A.

A chi può essere utile questo Corso? Anzitutto — stante la sua impostazione — il Corso, basato sull'esposizione in forma a tutti accessibile, della radiotecnica, dai suoi elementi basilari alla evoluzione più recente, rappresenta la forma ideale per tutti coloro che intendono dedicarsi all'elettronica, sia come forma ricreativa sia — soprattutto — per l'acquisizione di una professione specializzata che possa procurare loro una posizione di privilegio in seno alla società odierna.

Anno per anno, la nostra civiltà si indirizza sempre più verso questa meravigliosa, si potrebbe dire fascinosa, elettronica, che nel modo più evidente consente sviluppi impensati, progressi grandiosi e una rapida evoluzione di tutti gli altri rami dello scibile che essa tocca e influenza.

L'industria, tutta l'industria, nel senso più ampio, da quella elettrotecnica a quella meccanica, alla metallurgica, alla chimica ecc., con i suoi laboratori di ricerca e le sue fabbriche richiede, e richiederà sempre più, con un ritmo rapidamente crescente, tecnici specializzati con conoscenza dell'elettronica, tecnici specificatamente elettronici e persino operai e impiegati di ogni ordine e categoria con cognizioni di elettronica.

Si può dire che anche le branche commerciali, quelle dei trasporti e persino quelle amministrative con le recenti introduzioni delle calcolatrici, abbisognano di personale che conosca i principi dell'elettronica, le macchine relative, il loro pieno sfruttamento, la eventuale riparazione ecc. e, quanto più in modo completo, quanto meglio.

Nasce, da una tale situazione, una logica conseguenza: per la scelta di una professione o di un mestiere, per un miglioramento della propria posizione sociale, per l'intrapresa di una libera attività o anche per la sola acquisizione di cognizioni che indubbiamente verranno oltremodo utili, è quanto mai opportuno riflettere se non sia conveniente dedicare un po' di tempo allo studio di questa scienza che ha tra l'altro il pregio di rendersi immediatamente attraente, concreta, accessibile e foriera di moltissime soddisfazioni.

A questo scopo appunto, e con questi intenti, è stato redatto questo Corso.

Non mancano invero altri corsi (specie per corrispondenza) o scuole di radiotecnica, nè mancano (sebbene siano in numero del tutto inadeguato) scuole statali o pareggiate ma la struttura e l'impostazione che caratterizzano queste 156 lezioni sono alquanto particolari, presentando non pochi vantaggi sulle diverse altre forme di cui si è detto.

Anzitutto vogliamo porre in evidenza **il fattore economico.**

Frequentare regolarmente, durante tutto l'anno, una scuola è certo il modo più logico — anche se non il più rapido — per apprendere ma, tralasciando il fatto che rarissimi sono gli Istituti di radiotecnica, è a tutti possibile dedicarsi esclusivamente, e per l'intero anno, allo studio? Noi riteniamo che chi può farlo costituisca oggi assai più l'eccezione che la regola. Ciò significa infatti poter disporre liberamente del proprio tempo senza avere la necessità di un contemporaneo guadagno: il nostro Corso permette a chiunque di studiare a casa propria, nelle ore libere dal lavoro, senza abbandonare o trascurare quest'ultimo. Ciò caratterizza invero anche altri corsi, ma il vantaggio economico diviene notevole ed evidentissimo se si considera che di fronte all'esborso, anche se rateale, di quasi 80.000 lire che i corsi per corrispondenza richiedono, seguendo il nostro Corso la spesa in un anno risulta di poco più di 7500 lire (150 lire alla settimana presso un'edicola) o di 6630 lire totali, con recapito postale, settimanale, delle lezioni a domicilio.

E' superfluo dire che la Modulazione di Frequenza, i transistori, i circuiti stampati, la trasmissione, il telecomando ecc. sono argomenti integrali del Corso e non costituiscono motivo di corsi speciali, aggiunti o particolari.

Le lezioni di questo Corso — a differenza di molte altre — non sono stampate con sistemi di dispensa, a ciclostile, o con sistemi più o meno analoghi, derivanti cioè da un originale battuto a macchina da scrivere; esse sono stampate in uno stabilimento grafico, con chiari caratteri tipografici da cui deriva una assai più agevole lettura e — fattore certamente di non secondaria importanza — un contenuto molto più ampio, corrispondendo una pagina a stampa a tre o quattro pagine di quelle citate. Il lettore avrà, alla fine del Corso, un volume di ben 1248 pagine di grande formato!

Chiunque, indipendentemente dall'età, dalla professione e dalle scuole compiute **può seguire il Corso.** Alle esposizioni teoriche si abbinano numerose, attraenti, istruttive ed utili descrizioni che consentono la realizzazione di ricevitori, amplificatori, strumenti vari e persino di trasmittenti su onde corte.

A questo proposito è sintomatico il fatto che la Direzione non vuole assolutamente assumere la fisionomia di un fornitore o commerciante di materiale radio, rivendendo agli allievi le parti necessarie. Il materiale occorrente l'interessato può acquistarlo dove e come meglio crede e, assai spesso anzi, già ne dispone. Viene così evitato l'acquisto forzoso, caratteristico più o meno di tutti gli altri corsi.

Anche chi è già radiotecnico, anche chi ha seguito o segue altri corsi troverà il massimo tornaconto in questo completo ed aggiornato lavoro. Molte nozioni, è logico, saranno note, altre un po' meno e sarà utile rinfrescarle, e il tutto infine costituirà un manuale di consultazione, prezioso tanto per la teoria esposta quanto per i numerosi schemi, per le tabelle, per i grafici, gli elenchi, i dati, il vocabolario dei termini ecc.

Concludendo, si può affermare che questo **Corso di Radiotecnica** oltre che come insegnamento graduale si presenta come **enciclopedia e rivista assieme** ciò che permette di formare — con modestissima spesa — **il più completo, ricco, utile e pratico volume di radiotecnica di cui sia dato oggigiorno disporre.**

PROPAGAZIONE delle RADIOONDE

Le onde elettromagnetiche, si è già detto a suo tempo nelle prime lezioni, sono costituite da un *campo elettrico* e da un *campo magnetico*, che si propagano **perpendicolarmente** tra di loro. Ad ogni istante, i campi, magnetico ed elettrico, si presentano, nello spazio, come indicato alla **figura 1**. In essa si può osservare come il campo *elettrico* sia *verticale* ed il campo *magnetico orizzontale*. La direzione di propagazione dell'onda è perpendicolare ad entrambi i campi, e quindi anche al piano della pagina. Occorre notare che il tipo di onda rappresentato è un caso particolare, potendo in realtà il campo elettrico E ed il campo magnetico H assumere direzioni qualunque, purchè perpendicolari tra di loro e rispetto alla direzione di propagazione.

Alla **figura 2** è ancora rappresentata la propagazione delle onde elettromagnetiche, considerata però da un altro punto di vista. E' ivi raffigurato un raggio, (asse r), ossia una retta che indica la direzione di propagazione. Le due sinusoidi rappresentano i campi, elettrico e magnetico, presenti ad un dato istante in ogni punto del raggio. La sinusoide disegnata sul piano verticale indica l'intensità del *campo elettrico* E, e quella sul piano orizzontale (in prospettiva) l'intensità del *campo magnetico* H.

Nello studio della propagazione delle onde elettromagnetiche, occorre tener conto anche del fenomeno della **polarizzazione**. Il termine « polarizzazione » viene usato per designare la proprietà di cui godono quelle onde elettromagnetiche nelle quali i campi elettrico e magnetico vibrano sempre nel medesimo piano. L'onda rappresentata alle figure 1 e 2 è quindi un'onda polarizzata, dato che il campo elettrico ha sempre direzione verticale, ed il campo magnetico direzione orizzontale. Poichè si assume come riferimento la direzione di vibrazione del campo elettrico, l'onda rappresentata si dice « polarizzata verticalmente ». Se si ruotassero i campi di 90°, in modo che il campo elettrico si trovasse sul piano orizzontale, l'onda risulterebbe « polarizzata orizzontalmente ».

Nelle onde non polarizzate i due campi, pur permanendo sempre perpendicolari tra loro, ed alla direzione di propagazione, non vibrano sempre nel medesimo piano, sia esso orizzontale o verticale, ma mutano continuamente direzione.

Oltre alla polarizzazione « piana », di cui si è detto, occorre considerare la polarizzazione rotatoria, fenomeno molto frequente nella propagazione delle onde elettromagnetiche a radiofrequenza. In questo caso, la direzione del campo elettrico ruota uniformemente, e con essa, a 90°, la direzione del campo magnetico.

La polarizzazione è un fattore molto importante per quanto riguarda la propagazione delle onde radio, in quanto si ha una notevole perdita di energia a radiofrequenza nel caso in cui la direzione dell'antenna ricevente non risulti in accordo con essa. Ad esempio, se l'antenna ricevente è verticale, mentre l'onda radio è polarizzata orizzontalmente, si ha un rendimento ben poco soddisfacente.

Quando un'onda radio si allontana da un'antenna emittente verticale, essa si propaga nello spazio secondo quanto indicato alla **figura 3**. Come si può notare, l'energia irradiata con un'inclinazione positiva (verso l'alto) continua ad espandersi, costituendo la cosiddetta **onda spaziale**. Quella parte che viene irradiata verso il basso, ossia con una inclinazione negativa rispetto al piano orizzontale, viene, come sappiamo, riflessa in parte. La rimanente, o viene assorbita dalla superficie terrestre, oppure si propaga lungo di essa, costituendo la cosiddetta **onda terrestre**.

L'onda terrestre e l'onda spaziale vengono sfruttate in modo diverso nelle radiotrasmissioni. La prima viene usata sia per trasmissioni a breve distanza, di bassa potenza e frequenza alta, sia per comunicazioni a lunga distanza a frequenza bassa e forte potenza. La ricezione diurna delle stazioni radio situate nelle vicinanze del ricevitore dipende, nella gamma delle onde medie, dall'onda terrestre. L'onda spaziale, invece, viene impiegata per comunicazioni diurne a frequenza più elevata (onde corte) ed a lunga portata. Di notte essa costituisce un metodo adatto per effettuare trasmissioni a lunga portata, con frequenze anche relativamente basse.

ONDE TERRESTRI

Le onde terrestri si dividono in due parti: *onde superficiali* ed *onde aeree*. Le prime si spostano effettivamente lungo la superficie terrestre, mentre le altre si propagano nello spazio, immediatamente al di sopra di essa, secondo due diversi percorsi. Uno di questi è la linea retta tra il trasmettitore ed il ricevitore, mentre il secondo, prima di raggiungere il ricevitore, colpisce la superficie terrestre e ne viene riflesso (**figura 4**). Poichè queste due onde seguono percorsi di dif-

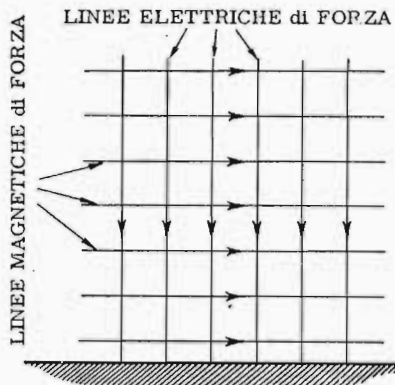



Fig. 1 - Le linee di forza elettriche e magnetiche di una onda sono sempre perpendicolari tra loro. La direzione dell'onda è, a sua volta, perpendicolare ad entrambe. In questo caso essa è rivolta verso l'osservatore, al di fuori del foglio, e prosegue anche nel senso opposto, ossia oltre il foglio.

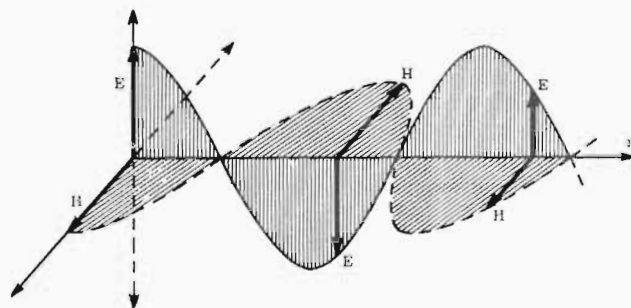



Fig. 2 - Rappresentazione del comportamento dei due campi di un'onda elettromagnetica, e dell'onda stessa, che si propaga lungo la direzione « r ». « E » rappresenta il campo elettrico, ed « H » il campo magnetico. Sono evidenti le tre dimensioni.

ferenti lunghezze, esse possono giungere al ricevitore sia in fase che sfasate l'una rispetto all'altra, secondo che la differenza tra le distanze corrisponda a multipli pari o dispari di mezza lunghezza d'onda. Pertanto, in dipendenza delle diverse distanze dal trasmettitore, queste due componenti possono rinforzarsi l'una con l'altra oppure annullarsi. Nessuna di esse, comunque, subisce l'influenza dello strato riflettente e rifrangente, posto molto in alto rispetto alla superficie terrestre, denominato « ionosfera ».

La parte aerea dell'onda terrestre diviene preponderante quando la frequenza di trasmissione è piuttosto elevata, oppure nel caso in cui le antenne del trasmettitore e del ricevitore si trovano ad una buona altezza dal suolo. Quando entrambe le antenne — trasmittente e ricevente — sono vicine al suolo, la componente riflessa risulta sfasata di 180°, a causa della riflessione, pur avendo la medesima ampiezza della componente diretta; altri sfasamenti non si determinano dato che la lunghezza dei due percorsi è approssimativamente eguale. Le due onde arrivano pertanto all'antenna del ricevitore in opposizione di fase, e si annullano a vicenda.

Per questo motivo, nella maggior parte delle trasmissioni diurne, viene usata la parte superficiale dell'onda terrestre. Questa, man mano che si sposta lungo la superficie terrestre, induce in essa delle tensioni, le quali determinano correnti di dispersione. L'energia necessaria allo stabilirsi di tali correnti viene prelevata dall'onda superficiale, e per questo motivo l'onda si indebolisce rapidamente all'aumentare della distanza dell'antenna trasmittente. Un eventuale aumento di frequenza determina una maggiore attenuazione, per cui le comunicazioni a mezzo di onde superficiali sono limitate alle frequenze relativamente basse.

Esiste una formula che permette di calcolare la propagazione dell'onda superficiale, in modo che sia trascurabile l'effetto dovuto alla curvatura terrestre (formula di Sommerfeld). Questa formula tiene conto della natura del terreno che si incontra via via, nonchè delle zone di acqua. Nelle zone di montagna, il cui terreno è caratterizzato da una modesta conduttività, viene tenuta presente l'azione schermante delle sopraelevazioni collinose o rocciose.

Dal momento che le caratteristiche elettriche della superficie terrestre lungo la quale l'onda superficiale si sposta permangono, in funzione del tempo, relativamente costanti, l'intensità del segnale proveniente da una data stazione non subisce, in un dato punto dello spazio, variazioni notevoli. Ciò vale, in pratica, in quasi tutte le località, ad eccezione di quelle in cui si ha una netta distinzione tra la stagione delle piogge e quella della siccità. Infatti, il diverso ammontare del grado di umidità determina forti variazioni nella conduttività del suolo, e quindi nell'assorbimento di energia da parte di esso.

La conduttività dell'acqua marina è di circa 5.000 volte superiore rispetto a quella del terreno asciutto, e questa maggiore conduttività determina una migliore propagazione delle onde superficiali; è per questo motivo che i trasmettitori ad alta potenza e frequenza bassa sono collocati di preferenza nelle zone costiere. Dato il particolare effetto delle masse d'acqua sull'onda superficiale, i trasmettitori costieri sono in grado di effettuare comunicazioni a lunga portata mediante onde terrestri a potenza notevolmente alta, con frequenza compresa tra 18 e 300 kHz.

ONDE SPAZIALI

Quella parte delle radioonde che si sposta verso l'alto e verso l'esterno, senza venire a contatto con la superficie terrestre, costituisce l'onda spaziale, altrimenti detta « onda indiretta », la quale si comporta in modo del tutto diverso dall'onda terrestre.

Le onde spaziali si possono suddividere in *onde troposferiche* ed in *onde ionosferiche*. Sia le une che le altre giungono all'antenna del ricevitore, non seguendo la superficie terrestre, ma dall'alto. Le onde troposferiche, irradiate verso l'alto dall'antenna, ritornano sulla superficie terrestre in seguito a successive rifrazioni dovute agli strati d'aria della troposfera. La troposfera è quella zona dell'atmosfera che presenta alta densità e bassissima temperatura. Le grosse formazioni nuvolose di questa zona rendono possibile, con il loro potere rifrangente, collegamenti in onde corte altrimenti non realizzabili. Le onde ionosferiche vengono invece riflesse o rifratte dalla ionosfera, in modo tale che ritornano, con un certo sfasamento — dipendente dalla riflessione — verso la terra. Un ricevitore situato in prossimità

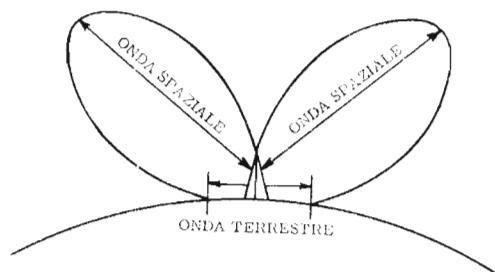



Fig. 3 - Diagramma di irradiazione delle onde emesse da un'antenna. Si hanno due direzioni di irradiazione verso l'alto (onde spaziali), e due direzioni orizzontali (onde dirette), dette anche « terrestri ».

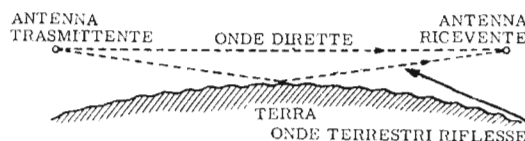



Fig. 4 - Propagazione delle onde terrestri: come si nota, una parte si propaga in direzione rettilinea, ed un'altra parte viene parzialmente assorbita, e parzialmente riflessa dalla superficie terrestre.

del punto d'arrivo dell'onda riflessa o rifratta, riceverà pertanto dei segnali molto intensi, anche se si trova a diverse centinaia di chilometri oltre la portata dell'onda terrestre.

Ricordiamo quanto detto nel corso della lezione 4ª, a proposito della struttura dell'atomo. In quella occasione abbiamo visto come l'atomo sia, nel complesso, elettricamente neutro; le cariche negative (elettroni) equilibrano perfettamente le cariche positive (protoni). Supponiamo ora che una causa qualsiasi provochi l'allontanamento di un elettrone da un atomo; ne risulterà uno squilibrio, dato che il numero delle cariche negative in esso presenti risulta inferiore rispetto a quello delle cariche positive. Lo squilibrio prodottosi pone l'atomo in una particolare condizione di instabilità, dato che esso tende tempre al raggiungimento dell' equilibrio elettrico tra le sue cariche, positive e negative. Tale stato, che conferisce all'atomo caratteristiche del tutto particolari, si dice « ionizzazione ». La ionizzazione può avvenire spontaneamente in natura per cause diverse, e principalmente in seguito ad un *bombardamento dell'atomo* da parte di particelle o di radiazioni.

Tutti gli strati dell'atmosfera sono più o meno soggetti al fenomeno della ionizzazione. Comunque, lo strato in cui tale fenomeno assume le proporzioni più rilevanti viene denominato **ionosfera**.

La ionosfera si trova nell'atmosfera rarefatta, ad una altezza compresa tra 15 e 500 km rispetto alla superficie terrestre. Tale strato contiene un elevato numero di ioni, sia negativi che positivi. Gli ioni positivi sono costituiti da atomi a cui mancano uno o più elettroni, mentre gli ioni negativi sono costituiti da atomi con eccesso di elettroni, o da elettroni liberi.

Tra le principali cause che determinano la ionizzazione degli strati alti dell'atmesfera, ricordiamo le radiazioni ultraviolette del sole ed i raggi cosmici; la rotazione della terra attorno al proprio asse, la sua rivoluzione annuale attorno al sole, ed il susseguirsi delle macchie solari, contribuiscono a modificare, da istante ad istante, il numero di ioni presente. Questo, a sua volta, influisce sulla qualità e sulla portata delle radiotrasmissioni.

Le continue variazioni nel numero degli atomi ionizzati sono dovute al fatto che gli ioni, negativi e positivi, hanno la tendenza a ricombinarsi tra di loro per costituire atomi neutri, mentre, contemporaneamente, altri atomi si ionizzano a causa della rimozione di elettroni dalle loro orbite attorno al nucleo. Il rapporto tra gli ioni che si formano e quelli che si ricombinano, neutralizzandosi, dipende dalle diverse intensità delle radiazioni e dal numero di ioni già presenti. Ad altezze superiori ai 500 km, le molecole dell'aria sono troppo rade per permettere una formazione intensa di ioni, mentre ad altezze inferiori ai 30 km sono presenti soltanto pochi ioni, a causa della eccessiva facilità alla ricombinazione da parte degli ioni di segno opposto. Inoltre, a tale quota, le radiazioni solari ultraviolette, causa principale del fenomeno di ionizzazione, sono già state, per la maggior parte, assorbite durante il passaggio attraverso gli strati superiori della ionosfera.

La differente densità di ionizzazione alle varie altezze rende possibile una suddivisione della ionosfera in strati. In realtà, la densità varia gradualmente, da strato a strato, e quindi la suddivisione in strati non è, da un punto di vista fisico, molto netta; tuttavia, essa viene egualmente introdotta per comodità di discussione.

L'atmosfera ionizzata che si trova tra i 15 ed i 75 km viene denominata *strato D*. Il suo grado di ionizzazione è basso, e l'effetto sulla propagazione delle onde è minimo, se si eccettua un certo assorbimento di energia. Questo strato, essendo determinato principalmente dalle radiazioni solari più penetranti, è presente soltanto durante le ore diurne. Esso riduce notevolmente l'intensità di campo delle trasmissioni che devono passare attraverso zone di luce diurna, e ciò a causa del già citato fenomeno di assorbimento.

Lo *strato E* è costituito da quella parte dell'atmosfera che è compresa tra le altezze di 75 e 150 km. Questo strato, che raggiunge la sua massima intensità all'altezza di 100 km circa, è molto intenso durante il giorno, e resta presente, sia pure più debolmente, anche durante la notte. La massima densità si verifica all'incirca al mezzogiorno dell'ora locale, ed è talvolta così intensa da rifrangere frequenze dell'ordine dei 20 MHz, rimandandole verso terra. Tale azione è di notevole importanza nei confronti delle trasmissioni diurne, a distanze superiori ai 2.000 chilometri.

Lo *strato F* si estende da circa 150 km di quota fino al limite superiore della ionosfera; mentre durante la notte è presente un solo strato *F*, durante il giorno, spe-

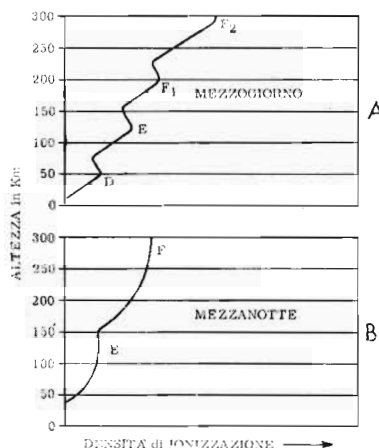



Fig. 5 - In A, densità di ionizzazione durante le ore del giorno, ossia in presenza di luce solare. In B, densità di ionizzazione durante la notte: si noti in B la mancanza dello strato « D » e della suddivisione dello strato « F ». Entrambi i grafici sono riferiti alle diverse altezze, (a sinistra).

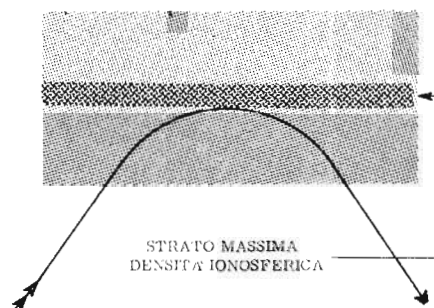



Fig. 6 - Rappresentazione della rifrazione di un'onda. Dal punto di partenza (a sinistra), l'onda sale verso lo spazio. Una volta prossima allo strato ionizzato, viene da questo rifratta fino a riemergere verso il basso.

cialmente nelle ore in cui il sole è allo zenit, esso si separa in due parti, *F1* ed *F2*. Normalmente lo strato *F2* raggiunge la sua massima densità durante le prime ore del pomeriggio; tuttavia, in alcune zone, la densità massima si verifica in ora più tarda. In ogni modo, dopo il tramonto, i due strati *F1* ed *F2* si ricombinano per costituire nuovamente lo strato *F* propriamente detto. Alla **figura 5-A** è indicata, in funzione delle diverse altezze rispetto al suolo, la densità di ionizzazione durante le ore del giorno. Come si può notare, tra uno strato e l'altro non si ha una netta suddivisione, dato che la densità di ionizzazione non scende mai, all'interno della ionosfera, a zero. Alla figura 5-**B** è riportato un grafico che illustra egualmente le condizioni di ionizzazione, ma durante le ore notturne. In questo caso lo strato *D* manca e lo strato *F* non è scisso nei due sottostrati *F1* ed *F2*.

In aggiunta agli strati ionizzati fino ad ora citati, che si verificano con regolarità, si producono spesso delle zone ionizzate mobili, all'altezza dello strato *E*, dipendenti principalmente dalla presenza di formazioni nuvolose. Tali zone sono spesso presenti in numero ed intensità sufficienti a permettere delle buone trasmissioni nella gamma delle onde cortissime, a distanze normalmente irraggiungibili, e vengono denominate « zone ionizzate sporadiche ».

EFFETTI della IONOSFERA sulle ONDE SPAZIALI

Siamo ora in grado di affrontare con maggiore completezza l'argomento della propagazione delle radioonde, già accennato nella 1ª lezione. La ionosfera si comporta come un conduttore, ed assorbe una certa quantità di energia dalle onde elettromagnetiche che si propagano attraverso di essa. Essa si comporta inoltre come uno strato riflettente e rifrangente, rimandando parte delle onde stesse verso la terra.

Rifrazione

L'attitudine, da parte della ionosfera, a respingere verso terra un'onda elettromagnetica, dipende dall'angolo di incidenza secondo il quale essa viene colpita dall'onda stessa, dalla frequenza di trasmissione, e dalla densità ionica. Quando l'onda proveniente da un'antenna colpisce la ionosfera, comincia, per effetto della rifrazione, a deviare dalla sua direzione di ingresso, piegandosi.

La **figura 6** illustra il processo di curvatura di un raggio di propagazione. Come si vede, posto che la frequenza, l'angolo di incidenza e lo stato di ionizzazione siano appropriati, l'onda riemerge dalla ionosfera e ritorna verso la terra.

A parità delle condizioni ionosferiche, il processo di rifrazione dipende essenzialmente da due elementi propri dell'onda incidente: l'angolo di irradiazione e la frequenza di trasmissione. Questi due elementi influiscono *contemporaneamente* sulla propagazione dell'onda; tuttavia, per comodità di discussione, noi studieremo separatamente gli effetti di ciascuno di essi.

Iniziamo con lo studio dell'effetto dell'angolo di incidenza sulla rifrazione, e consideriamo a questo proposito la **figura 7**. In essa, *T* rappresenta la terra e *I* la ionosfera. Supponiamo, per ora, che la ionosfera sia costituita da un unico strato rifrangente, onde semplificare la trattazione del fenomeno.

Si immagini che in *A* sia disposto un trasmettitore, e che l'antenna relativa irradii onde elettromagnetiche in tutte le direzioni. Consideriamo separatamente i raggi che si propagano con differenti inclinazioni verticali rispetto alla superficie terrestre. L'angolo che il raggio forma con il piano orizzontale si dice angolo di irradiazione: pertanto, il raggio di propagazione *AB* ha un angolo di irradiazione quasi massimo, ossia molto prossimo ai 90°. In tali condizioni, non appena il raggio penetra nella ionosfera, inizia un processo di curvatura, che però non è sufficiente, dato che il raggio non riesce a tornare sulla terra, ma si perde nello spazio al di fuori della ionosfera. Anche il raggio *AC*, che presenta un angolo di irradiazione inferiore, subisce la stessa sorte, però viene curvato maggiormente all'interno della ionosfera. Fino a che l'angolo di irradiazione è superiore ad un certo angolo critico corrispondente al raggio *AD*, i raggi, dopo una maggiore o minore curvatura dovuta alla rifrazione, si perdono nello spazio esterno.

Il raggio *AD*, invece, durante la sua penetrazione nella ionosfera, viene curvato in modo tale da iniziare un percorso di ritorno verso la terra. Lo stesso fatto avviene per il raggio *AE*, se si eccettua che non è necessario che esso, per poter essere totalmente rifratto, penetri profondamente nella ionosfera. In corrispondenza di

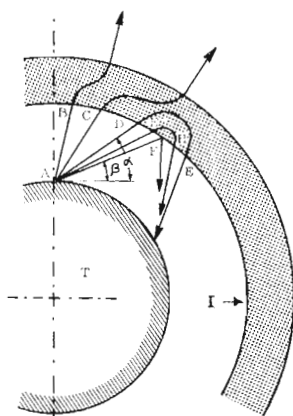



Fig. 7 - Influenza dell'angolo di incidenza sulla rifrazione. Il trasmettitore, indicato da A sulla terra T, irradia nelle direzioni B, C, D, ecc. Non appena le onde incontrano la ionosfera I, vengono da questa rifratte, con angoli che non sempre le rimandano sulla terra. Affinchè ciò sia possibile, occorre che l'angolo di irradiazione non sia superiore all'angolo « α ».

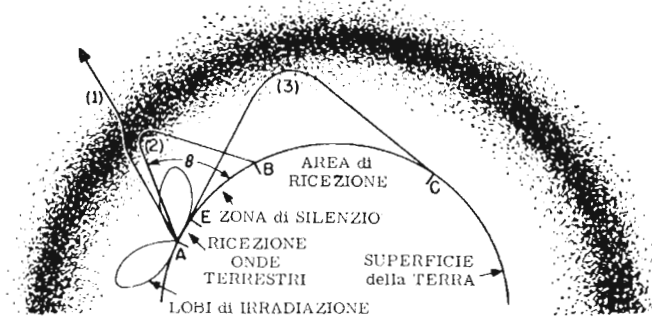



Fig. 8 - Distribuzione delle onde irradiate dal trasmettitore « A », Nella zona tra A ed E si ha ricezione con onde corte terrestri; nel tratto tra E e B non si ha ricezione (zona di silenzio); essa riprende oltre il punto B, grazie alle onde spaziali riflesse dall'alto.

ulteriori diminuzioni dell'angolo di irradiazione, il raggio viene sempre rifratto, penetrando sempre meno nella ionosfera. Ciò fino ad un certo angolo minimo β.

In corrispondenza di tale angolo vediamo in figura il raggio AF, che risulta retrocesso senza penetrare all'interno della ionosfera. In questo caso non si può più parlare di rifrazione, bensì di riflessione. Ci occuperemo di questo fenomeno, che avviene per angoli di irradiazioni compresi tra zero e β, in un paragrafo successivo.

Poichè un'antenna emette onde in tutte le direzioni, si ottiene che, contemporaneamente, alcuni raggi vanno a perdersi nello spazio, mentre altri ritornano sulla terra. I primi sono quelli che vengono emessi dall'antenna secondo un angolo di irradiazione superiore all'angolo critico α, e gli altri quelli che vengono emessi con un angolo inferiore ad α.

Prendiamo ora in considerazione la **figura 8**, ed immaginiamo di tracciare sulla superficie terrestre delle circonferenze di raggi AE, AB ed AC aventi il centro nel punto A di trasmissione. La zona compresa all'interno della circonferenza AE viene coperta dal trasmettitore, mediante onde terrestri. La zona compresa tra la circonferenza AE e la circonferenza AB, non viene colpita nè dalle onde terrestri, che si arrestano nel punto E, nè da quelle spaziali, che iniziano al di là di B. In essa la trasmissione non è ricevibile, e pertanto viene detta « zona del silenzio ». Tra AB ed AC la trasmissione è ricevibile mediante le onde spaziali rifratte, mentre oltre C, data la curvatura terrestre, le onde non sono più ricevibili, tranne che nel caso in cui si determini una rifrazione multipla, alla quale accenneremo in seguito.

L'angolo critico al di sopra del quale non si ha rifrazione sufficiente a rimandare le onde verso terra, dipende dalla frequenza dell'onda incidente. Infatti, l'indice di rifrazione di un mezzo dipende, in modo essenziale, dalla frequenza del segnale che lo attraversa. Più precisamente, all'accrescersi della frequenza, l'angolo critico diminuisce, e si estende pertanto la zona di silenzio.

Prendiamo in considerazione la **figura 9**. Sono ivi rappresentati tre raggi indirizzati verso la ionosfera con un medesimo angolo di irradiazione γ. I tre raggi hanno però frequenze diverse; precisamente è f_1 maggiore di f_2 ed f_2 maggiore di f_3. Il raggio f_1, di frequenza troppo elevata, non viene rifratto a sufficienza, e si perde al di fuori della ionosfera. Col diminuire della frequenza i raggi subiscono la stessa sorte, fino a che si raggiunge la frequenza f_2 in corrispondenza della quale il raggio riemerge all'interno della ionosfera. Si può dire che, alla frequenza f_2, l'angolo di irradiazione γ corrisponde all'angolo critico α. Successivamente, al diminuire della frequenza, i raggi vengono tutti rifratti fino al caso f_3, in corrispondenza del quale inizia il processo di riflessione. Ciò significa che, allo stesso angolo γ di irradiazione, corrisponde, a questa frequenza, l'angolo critico β. A frequenze ancora inferiori, il raggio con inclinazione γ viene sempre riflesso.

Riflessione

La rifrazione non è il solo fenomeno che interessi la propagazione alle onde radio. Come abbiamo visto, per angoli di irradiazione inferiori all'angolo critico β, si verifica il fenomeno della riflessione. Tuttavia, anche considerando angoli di irradiazione superiori a β, si ha sempre una certa riflessione parziale. Si può anzi affermare che, per frequenze al di sotto di un certo valore, si manifesta una certa riflessione con qualunque angolo di irradiazione. A questo proposito è fondamentale il concetto di « frequenza critica », che corrisponde alla massima frequenza che viene riflessa con un'angolo di irradiazione di 90° osisa con irradiazione verticale. La riflessione aumenta di giorno, in conseguenza della più alta ionizzazione, mentre diminuisce nelle ore notturne. La frequenza critica, infatti, può essere dell'ordine dei 12 MHz di giorno, e dei 2 MHz di notte.

I fenomeni della riflessione e della rifrazione avvengono, come già detto, contemporaneamente, ed influiscono quindi entrambi sulle radiotrasmissioni. Entrambi divengono tuttavia sempre meno rilevanti allo aumentare della frequenza; si può quindi definire una « massima frequenza utilizzabile », relativa alle comunicazioni a lunga distanza.

Si tratta della massima frequenza che è possibile utilizzare per effettuare una trasmissione da una certa zona ad un'altra, mediante onda spaziale, indipendentemente dal fatto che si tratti di rifrazione ionosferica. Alla **figura 10** sono rappresentati due diagrammi indi-

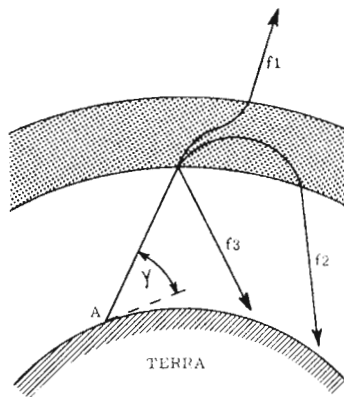



Fig. 9 - Se tre segnali (f_1, f_2, f_3) vengono irradiati col medesimo angolo verso la ionosfera, ma con diversa frequenza, si ha per ciascuno di essi un diverso angolo di rifrazione, tanto maggiore quanto minore è la frequenza del segnale.

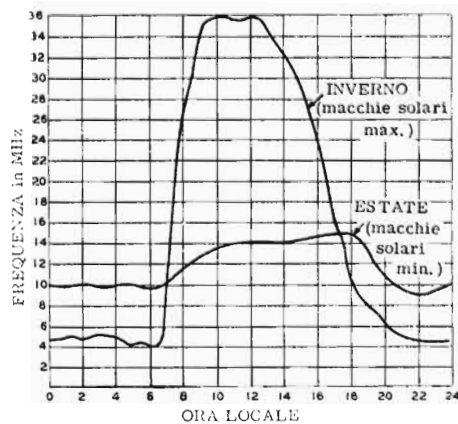



Fig. 10 - Grafico illustrante le diverse frequenze di trasmissione con le quali si ottiene la migliore propagazione, in funzione dell'ora locale, nella stagione invernale e nella stagione estiva. La differenza è dovuta al variare delle macchie solari.

canti la massima utilizzazione, in funzione delle diverse ore del giorno. Dette curve dipendono anche dalla stagione e dalla attività delle macchie solari, ed appunto per questo ne abbiamo rappresentate due, tra le più tipiche: una relativa alla stagione invernale, con massima attività solare, ed un'altra estiva, con attività solare al minimo.

Le figure **11-A**, **B**, **C**, e **D** riassumono il comportamento delle diverse frequenze, quando incontrano gli strati ionosferici. In A sono considerate le onde medie e le onde lunghe: con angoli di irradiazione molto ampi si ha riflessione, che può essere impiegata in trasmissioni a breve portata, mentre con angoli minori si ha anche rifrazione; quest'ultimo fenomeno, tuttavia, non è praticamente utilizzabile, dato che si ha un notevole assorbimento, specie nelle ore diurne, da parte degli strati inferiori della ionosfera. In B si ha il comportamento delle onde corte: i raggi corrispondenti a forti angoli di irradiazione attraversano la ionosfera, quelli ad inclinazione intermedia vengono rifratti, dopo essere profondamente penetrati nella ionosfera, e quelli a scarsa inclinazione vengono riflessi. Il comportamento delle onde cortissime è simile, se si eccettua un minore angolo critico, e quindi una maggiore dispersione nello spazio; la rifrazione avviene senza profonda penetrazione, ed è spesso una vera e propria riflessione (figura 11-C). In D vediamo come le onde ultracorte e le microonde si propaghino pressochè rettilineamente, per qualunque angolo di irradiazione.

Effetto della luce diurna.

L'aumento della ionizzazione, durante le ore diurne, è causa di importanti variazioni nel comportamento delle onde radio. Data la maggiore ionizzazione, si verificano diversi fenomeni. Innanzitutto l'onda riflessa assume particolare importanza, e quindi le zone vicine al trasmettitore ricevono un buon segnale. In secondo luogo, dato che l'onda rifratta, prima di riemergere dalla ionosfera, deve effettuare un percorso notevolmente lungo, e che l'alta ionizzazione apporta notevoli attenuazioni nelle ampiezze delle onde che attraversano la ionosfera, il fenomeno della rifrazione ne risulta notevolmente attenuato. Dato che detto fenomeno è particolarmente importante per la trasmissione nelle zone lontane, ne risulta che, durante il giorno, si ha una migliore ricezione nelle località vicine, dovuta alla migliore riflessione, ed una scarsità di segnale nelle zone più lontane, dato che l'onda rifratta viene, per la maggior parte, assorbita dalla ionosfera.

Il fenomeno dell'assorbimento, tuttavia, è inversamente proporzionale alla frequenza di trasmissione, e pertanto diviene meno rilevante a frequenze relativamente alte. In ragione di ciò è possibile, durante le ore diurne, effettuare comunicazioni via radio anche a lunga distanza, purchè la frequenza sia sufficientemente alta. In questo caso si sfrutta il potere rifrangente degli strati *E*, *F*1 ed *F*2. A conferma di quanto detto, chiunque avrà notato che, durante il giorno è molto difficile ricevere emittenti lontane che trasmettono nella gamma delle onde medie, fatto che invece avviene normalmente nelle ore notturne. Le trasmissioni in onde corte sono invece ricevibili in modo nettamente migliore, anche durante il giorno.

Comunicazioni diurne a frequenza elevata

L'alto grado di ionizzazione dello strato *F*2, durante il giorno, permette un'ottima rifrazione delle onde corte le quali, come già detto, vengono assorbite in misura scarsa. A tali frequenze si rendono pertanto possibili trasmissioni diurne a lunga portata. La **figura 12** mostra come lo strato *F*2 completi il processo di rifrazione, iniziato durante il passaggio attraverso gli strati *E* ed *F*1, rimandando verso terra l'onda trasmessa.

Come si può notare, le onde vengono già parzialmente deviate mentre attraversano gli strati *E* ed *F*1, ma tale deviazione non sarebbe sufficiente a farle tornare sulla terra. Pertanto lo strato *F*2 è essenziale ai fini delle radiotrasmissioni di questo genere. Non si deve pensare che, dato che ad una maggiore frequenza corrisponde un minore assorbimento, le trasmissioni diurne migliorino indefinitivamente all'aumentare della frequenza. Infatti, se si sale oltre un certo limite, esse non sono più possibili, poichè le onde non vengono rifratte sufficientemente per tornare al di sotto della ionosfera, e si perdono nello spazio. Di ciò abbiamo già parlato in precedenza.

La frequenza esatta, da usarsi per comunicare con un'altra stazione, dipende dalle condizioni della ionosfera, nonchè dalla distanza di trasmissione: poichè la ionosfera varia continuamente nelle sue caratteristiche,

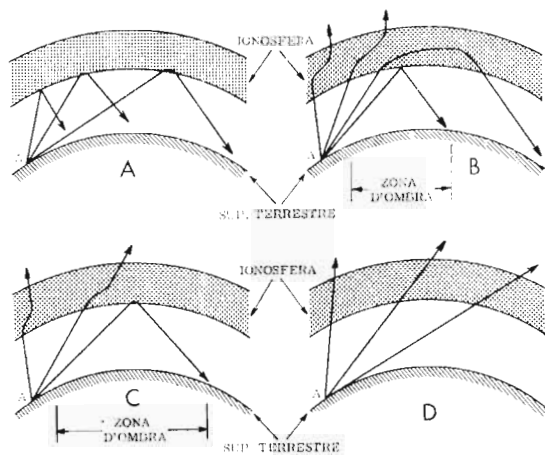



Fig. 11 - Comportamento delle diverse frequenze nei confronti della ionosfera. In A, onde medie e lunghe: in B, onde corte; in C onde cortissime, e in D onde ultracorte. Si noti il diverso grado di rifrazione.

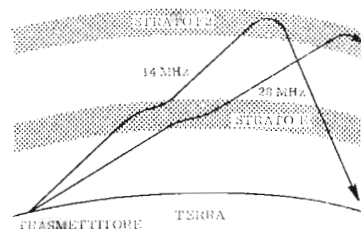



Fig. 12 - Variazione della direzione di propagazione a causa dell'influenza dei diversi strati. Negli strati E ed F1 (quest'ultimo non raffigurato), si ha una rifrazione insufficiente, che viene perfezionata dallo strato F2, per la sola frequenza di 14 MHz.

si fa uso di nomogrammi e di tabelle di frequenza, onde poter scegliere, tenendo conto della distanza alla quale si vuole trasmettere e dell'ora del giorno, la più appropriata frequenza di trasmissione.

Tali tabelle vengono redatte anche in funzione delle condizioni atmosferiche del momento, in base ai dati forniti dai sondaggi che vengono effettuati continuamente nella ionosfera, per mezzo dei cosiddetti « palloni sonda ». Ad intervalli di qualche ora, vengono effettuati dei rilievi circa l'altezza e le caratteristiche degli strati ionosferici, da parte di una catena di osservatori distribuiti in tutte le parti del mondo. Questi dati vengono poi tradotti in grafici che pongono in evidenza l'elettrizzazione e la densità delle zone prese come riferimento, e vengono trasmessi a tutti gli interessati alle radiotrasmissioni.

Grazie a questa rappresentazione sistematica delle caratteristiche della ionosfera, a livello mondiale, è possibile mettere a disposizione degli sperimentatori privati, e dei servizi pùbblici di radio comunicazione, tutta una serie di dati orientativi che si traducono, in pratica, in previsioni abbastanza attendibili circa le condizioni di propagazione delle radio onde. Si verificano tuttavia spesso, impreviste forti variazioni istantanee nelle condizioni della ionosfera, che possono apportare gravi inconvenienti nelle comunicazioni radio.

RIFRAZIONE SEMPLICE e MULTIPLA

Esaminiamo la **figura 13**, nella quale è riportato il raggio uscente dal punto *A* con inclinazione nulla. Supponendo che detto raggio venga riflesso o rifratto dallo strato *E*, esso ritornerà sulla superficie terrestre al punto *B*, dopo essere stato riflesso in *D*. Se invece il raggio stesso viene riflesso o rifratto nel punto *G* dello strato *F2*, ossia dello strato più esterno, esso raggiunge la superficie terrestre nel punto *C*. *B* dista da *A* 2000 km, e *C* 4000 km. Queste sono le massime portate che si possono ottenere mediante una sola riflessione, od una sola rifrazione. E' possibile tuttavia ottenere maggiori distanze di propagazione mediante il procedimento illustrato alla **figura 14**. Il raggio trasmesso dal punto *A*, viene rifratto in *B* e successivamente colpisce la superficie terrestre nel punto *C*, ove viene riflesso nuovamente verso la ionosfera. Ha quindi inizio un secondo ciclo eguale al precedente, ed il raggio giunge al ricevitore situato in *E*. E' ovvio che, con questo sistema di propagazione, si possono raggiungere distanze notevoli.

Il tipo di propagazione di cui ora stiamo trattando non è facilmente calcolabile in termini esatti, dato che ci si allontana anche notevolmente dalla semplice rappresentazione geometrica da noi data alla figura 14. E' comunque possibile calcolare, noto il numero delle rifrazioni che si vogliono ottenere e la distanza dal trasmettitore, l'angolo di arrivo delle onde, in modo da orientare opportunamente le antenne dei ricevitori. In genere, è meglio che la ricezione avvenga con un'onda che ha subìto il minor numero possibile di rifrazioni, dato che ogni rifrazione, a causa dell'assorbimento da parte della ionosfera, apporta una notevole diminuzione nell'ampiezza del segnale.

Bisogna inoltre tener conto che gli strati ionosferici, talvolta, apportano anche riflessione, e può capitare, per certi angoli di trasmissione, che il raggio, rinviato verso terra per mezzo di rifrazione dallo strato *F2*, venga ulteriormente riflesso verso l'esterno dallo strato *F1* o dallo strato *E*, come indicato alla **figura 15**. Questo è solo un particolare esempio di ciò che può accadere, dato che, come abbiamo detto, si tratta di un tipo di propagazione notevolmente irregolare, che può dar luogo a fenomeni imprevisti.

PERTURBAZIONI nelle RADIOTRASMISSIONI

Quanto detto finora circa la propagazione delle onde elettromagnetiche rimane, nelle linee generali, valido. Tuttavia esistono molte circostanze che possono provocare delle forti variazioni nel comportamento delle onde elettromagnetiche. Uno dei fenomeni più noti è, a questo proposito, l'evanescenza, della anche « fading ».

Evanescenza — Col termine « evanescenza » si designa un'insieme di diversi fenomeni, i quali hanno tutti come effetto, delle variazioni, più o meno regolari, nell'intensità del segnale captato dalle antenne dei ricevitori. Le variazioni a lungo periodo sono dovute, di solito, al mutare delle condizioni della ionosfera alle differenti ore del giorno. Si tratta, pertanto, di variazioni periodiche, legate all'altezza del sole sull'orizzonte.

Oltre al citato fenomeno, occorre tener conto del fat-

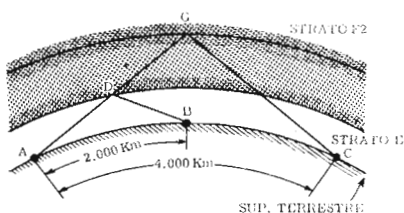



Fig. 13 - Sia A il trasmettitore, e D il punto di rifrazione da parte dello strato E. Il raggio torna sulla terra nel punto B, ossia a 2.000 km. Se invece la rifrazione ha luogo in G (strato F2), il raggio torna sulla terra al punto C (4.000 km).

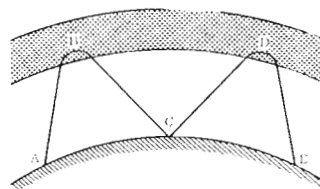



Fig. 14 - Sfruttando anche la riflessione determinata dalla superficie terrestre, si ottiene una propagazione a maggiore distanza. L'onda parte dal punto A; riflessa da B giunge al punto C, e, in seguito ad una ulteriore riflessione, giunge in D, da dove si rivolge ancora verso la terra (E).

to che la ionizzazione dei diversi strati varia continuamente, da zona a zona e da istante ad istante. Da ciò deriva una variabilità dell'angolo di rifrazione, nonchè della percentuale di energia che, invece di essere rimandata a terra, viene assorbita; questo comporta delle variazioni irregolari e rapide nelle condizioni di propagazione e di ricezione. Variano inoltre, fortemente, anche lo stato di polarizzazione, ma di questo fenomeno non ci occuperemo data la sua natura complessa.

Le onde che raggiungono l'antenna del ricevitore sono solitamente costituite da un gruppo di raggi, ciascuno dei quali è stato sottoposto a diverse azioni, nel suo passaggio attraverso la ionosfera. Alcune volte capita che i diversi raggi risultino, nella maggioranza, in fase, e si ha quindi un segnale di ampiezza notevole. In altri istanti essi sono tali da annullarsi l'un l'altro in misura considerevole; e quindi si ottiene un segnale ridotto. Come risultato complessivo, si determina una variazione, di periodicità più o meno accentuata, nella intensità del campo elettromagnetico captato dall'antenna. Tale variazione può verificarsi nel corso di qualche frazione di secondo, come pure può, in altre circostanze, durare anche alcuni minuti.

Un particolare tipo di evanescenza, particolarmente grave nel caso di radiotrasmissioni sia a modulazione di ampiezza che di frequenza, è il cosidetto «fading selettivo». E' questo un fenomeno di attenuazione variabile in funzione della frequenza dell'onda trasmessa. Alcune frequenze risultano, in seguito al «fading» selettivo, più attenuate, altre meno. Ne risulta che, poichè le onde modulate in ampiezza sono costituite, oltre che dalla portante, da due bande laterali dell'ampiezza di 4.5 kHz ciascuna (nella gamma delle Onde Medie), e tali bande laterali sono determinanti ai fini della tra[illegible]ione del segnale a Bassa Frequenza, alcune frequenze del canale possono risultare più attenuate di altre. Ciò determina, come è facilmente intuibile, una forte distorsione nel segnale a Bassa Frequenza. Questa distorsione è particolarmente grave nel caso in cui la portante sia attenuata più fortemente delle bande laterali. Nelle trasmissioni a modulazione di frequenza, questo particolare tipo di evanescenza si dimostra ancora peggiore, specie nelle trasmissioni a canale relativamente ristretto, o su una sola banda.

Il fenomeno del «fading», in genere, varia notevolmente da un ricevitore all'altro, anche nel caso in cui tra essi vi siano solo pochi metri di distanza. Nei ricevitori professionali, quindi, si usufruisce spesso di più antenne disposte ad una certa distanza l'una dall'altra, in modo che, nel caso che il segnale presente su una sia soggetto ad evanescenza, si ricorre momentaneamente ad un'altra, che determina migliori condizioni di ricezione.

Tra le cause più comuni di «fading», oltre a quelle già citate, sono i fenomeni di annullamento determinato dall'onda terrestre che può giungere in opposizione di fase rispetto a quella spaziale, oppure dall'annullarsi dell'onda che giunge dopo aver subito una sola rifrazione quando si somma con quella rifratta due volte.

Tempeste ionosferiche — Sappiamo che l'azione del sole è determinante per quanto riguarda le caratteristiche della ionosfera. Si comprende quindi come le tempeste o le eruzioni che avvengono nella parte più esterna del globo solare possano determinare forti perturbazioni nelle condizioni di ionizzazione della atmosfera terrestre, dette «tempeste ionosferiche». Esse sono quasi sempre accompagnate da rapide ed irregolari variazioni del campo magnetico terrestre, dette «tempeste magnetiche», anch'esse molto ricche di effetti riguardo la propagazione delle onde radio.

Il principale effetto delle tempeste ionosferiche sulle radio onde è — durante il giorno — una diminuzione nel fenomeno di assorbimento da parte dei diversi strati della ionosfera. Ciò determina un aumento nell'ampiezza del segnale ricevuto, e quindi anche nella portata del trasmettitore. Di notte, invece, l'ampiezza del segnale è al di sotto del normale, ed è paragonabile allo stesso livello normale diurno. Dato che gli strati ionizzati, di notte, possono diminuire notevolmente la loro efficacia, in seguito alle tempeste ionosferiche, può capitare che le onde di frequenza più alta non possano essere ricevute, non risultando rifratte a sufficienza, se gli strati ionosferici hanno caratteristiche inadeguate.

Le tempeste ionosferiche possono variare sia in intensità che in durata. Quest'ultima può variare da un giorno a parecchi giorni. La loro ricorrenza è, salvo casi eccezionali, periodica, essendo legata a particolari gruppi di macchie solari. Tali macchie solari risultano rivolte verso la terra ad ogni periodo di rotazione del sole, ossia ogni 28 giorni.

TIPI DI ANTENNE

Nella lezione teorica sulle antenne abbiamo preso in considerazione, principalmente, il dipolo a mezza onda, detto anche « antenna Hertz », dato che esso rappresenta il più semplice tipo di antenna radio. Ne esistono, tuttavia, moltissimi altri, e la scelta dipende dalla frequenza di trasmissione, dalla potenza che si ha a disposizione, dalla portata che si vuole raggiungere, ed infine dallo spazio disponibile per eseguire l'installazione dell'antenna.

Abbiamo visto che uno stesso tipo di antenna può essere alimentato in diversi modi. Il tipo di alimentazione dipende, principalmente, dalle caratteristiche della linea di trasmissione adottata. Alcune volte — specie nei casi in cui lo spazio a disposizione è limitato — si evita l'uso delle linee di trasmissione, e si collega direttamente un estremo dell'antenna al trasmettitore; in tali circostanze è opportuno, per non diminuire il rendimento, fare in modo che la parte dell'antenna che maggiormente irradia risulti il più possibile in alto, ed in posizione aperta. Un esempio tipico di questa disposizione si ha nel caso delle antenne alimentate ad un solo estremo, dette anche, nel caso in cui siano accordate su mezza lunghezza d'onda, « antenne Fuchs ». Di esse ci occuperemo ora.

Antenne « Fuchs »

Per l'alimentazione di questo tipo di antenna non si ricorre ad una linea di trasmissione. Quest'ultima è invece costituita da una parte dell'antenna vera e propria, che scende fino a collegarsi direttamente al trasmettitore o, meglio, ad un apposito accoppiatore, del tipo di quelli illustrati alla **figura 1**.

Nelle antenne Fuchs, la cui lunghezza complessiva, compreso il tratto in discesa, è pari a mezza lunghezza d'onda, è opportuno siano presenti dei filtri nel circuito di accoppiamento col trasmettitore. Infatti, è caratteristico delle antenne alimentate ad un estremo di non presentare alcuna selettività rispetto alle armoniche di ordine superiore.

Si tratta, come si può notare alla figura 1, di introdurre tra il trasmettitore e l'estremo dell'antenna un appropriato filtro passa-basso, da accordarsi in modo che all'antenna pervenga la sola frequenza fondamentale di trasmissione. L'azione selettiva si può ottenere sia usando il circuito risonante, come in **A**, sia introducendo un filtro del tipo π, come in **B**. E' inoltre visibile, nella stessa figura, un filtro che ha lo scopo di eliminare eventuali interferenze con trasmissioni televisive. Tali filtri vengono usati non solo nel caso delle antenne Fuchs, ma, in generale, in tutti quei casi in cui si ritenga possibile il verificarsi di dette interferenze.

Affinchè il dipolo a mezza onda irradii il massimo di energia elettromagnetica, è necessario che in esso si stabiliscano delle onde stazionarie, come abbiamo visto nella precedente lezione dedicata alle antenne. Per di più, è necessario che le onde stazionarie di tensione siano tali da avere un nodo al centro del dipolo e due ventri ai due estremi; le onde stazionarie di corrente avranno, pertanto, un ventre al centro, e due nodi agli estremi. Le condizioni ora esposte, circa lo stabilirsi di onde stazionarie, valgono anche nel caso di antenne alimentate ad un'estremità.

Si ha però una notevole differenza tra i due tipi di alimentazione presi in considerazione. Infatti, i dipoli vengono alimentati al centro, ossia in un punto in cui la corrente è massima e la tensione è minima, mentre le antenne Fuchs vengono alimentate ad un estremo, ossia in un punto di minima corrente e massima tensione. In ragione di ciò, i due tipi di alimentazione considerati si definiscono, rispettivamente, **alimentazione di corrente** ed **alimentazione di tensione**.

Dato che una parte del conduttore che costituisce una antenna Fuchs si trova, obbligatoriamente, all'interno dell'edificio in cui è il trasmettitore, una parte della potenza irradiata non viene effettivamente inviata nello spazio utile. Perchè si ottenga un rendimento soddisfacente, è necessario che almeno i ¾ del conduttore si trovino all'esterno, ed in una posizione libera da ostacoli circostanti. Ciò vale, evidentemente, per qualunque tipo di antenna, ma in questo caso è particolarmente importante dato che, non avendosi linea di trasmissione, è impossibile disporre l'antenna molto in alto.

L'antenna Fuchs è, come abbiamo visto, del tipo ad alimentazione di tensione. Pertanto nella parte terminale del conduttore, ossia in quella presente all'interno dell'edificio, si trova un'alta tensione a radiofrequenza. Devono essere usate quindi maggiori precauzioni che non nel caso dei dipoli ad alimentazione centrale nei quali, essendo l'alimentazione ad alta corrente e bassa tensione, non si ha forte tensione d'uscita ai terminali del trasmettitore. Le alte tensioni a radiofrequenza, benchè non molto nocive, data la bassa corrente, possono tuttavia provocare, sul corpo umano, vere e proprie «scottature ».

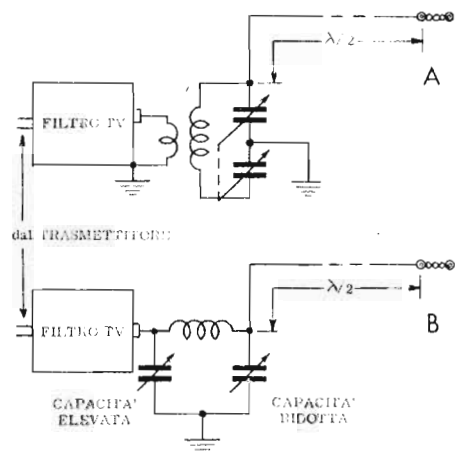



Fig. 1 - Tipi di accoppiatori per antenne « Fuchs ». In A, accoppiatore con circuito risonante, in B, con circuito classico del tipo a «π».

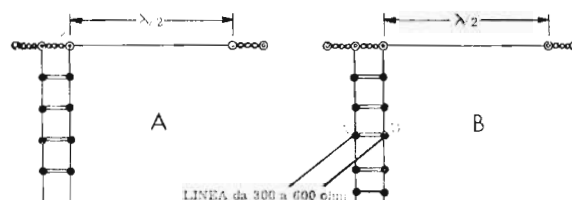



Fig. 2 - Tipi di antenne « Zeppelin ». In A, l'accoppiamento ha luogo tramite una linea di trasmissione a linee parallele, che viene accordata variandone la lunghezza. Tale linea disperde parte dell'energia, per irradiazione. In B, la linea è risonante solo in parte (ultimo tratto), col vantaggio di una minore dispersione di energia ad A. F.

Antenne « Zeppelin »

Si tratta di un'antenna simile a quella descritta nel paragrafo precedente. Infatti, l'alimentazione avviene, anche questa volta, ad un estremo, ma sussiste, tuttavia, un'importante differenza, dato che l'alimentazione viene effettuata a mezzo di una linea di trasmissione. Due tipi di antenne Zeppelin sono rappresentati alle **figure 2-A** e **2-B**. Esse differiscono tra di loro — come vedremo — in ragione di un diverso sistema di accordo della linea di trasmissione.

Certe volte può essere vantaggioso il poter impiegare una medesima antenna con diverse frequenze di trasmissione: è proprio in questi casi che si ricorre all'antenna Zeppelin. Infatti, la sua sintonizzazione sulle diverse frequenze si ottiene, ferma restando la lunghezza del conduttore radiante, accordando la linea di trasmissione. Detta linea, è, in genere, del tipo a fili paralleli, ed il suo accordo viene ottenuto regolandone opportunamente la lunghezza. Si stabiliscono pertanto delle onde stazionarie, e, come fenomeno secondario, si determina una certa dispersione di energia da parte della linea, che irradia onde elettromagnetiche. La disposizione ora descritta è illustrata alla figura 2-A

Volendo eliminare l'inconveniente dell'irradiazione parassita da parte della linea di trasmissione, si ricorre alla disposizione di figura 2-B. In questo caso, la parte principale della linea, ossia il tratto che dal trasmettitore giunge ai punti *A* e *B*, non è risonante, essendo una normale linea a fili paralleli di impedenza compresa tra i 300 ed i 600 ohm. L'ultimo tratto, ossia quello tra i punti *A* e *B* e l'antenna è, invece, accordato, avendo una lunghezza pari ad un quarto della lunghezza d'onda. La connesione della linea non accordata al tratto accordato va eseguita in punti opportuni, scelti in modo da determinare, nella prima, una condizione tale da rendere minima l'ampiezza delle onde stazionarie presenti.

Antenne « Hertz »

Si tratta dei normali dipoli a mezza onda, già noti al lettore. L'accoppiamento di queste antenne al trasmettitore va eseguito con linee di trasmissione collegate al punto centrale del dipolo. Si ha quindi, in questo caso, una alimentazione di corrente. In genere, l'alimentazione viene effettuata con linee non risonanti, e l'adattamento tra queste ultime e l'antenna segue una delle tecniche già esposte nel corso della lezione dedicata alle linee di trasmissione.

Tra i dipoli a mezza onda ricordiamo il tipo verticale. Esso può essere disposto col suo estremo inferiore anche molto vicino alla superficie terrestre, e precisamente ad una distanza dell'ordine del 10% o 20% della lunghezza d'onda. Questa antenna è ottima quando si vogliano ottenere bassi angoli di irradiazione; a questo proposito si vedano i relativi diagrammi di irradiazione, già riportati alla lezione 123ª. I diagrammi di irradiazione ottenuti sul piano orizzontale sono invece simmetrici rispetto a tutte le direzioni. Ne risulta che questa antenna è molto adatta per effettuare trasmissioni mediante onde terrestri, dato che irradia la maggior parte dell'energia nel piano orizzontale, ed in modo omogeneo in tutte le direzioni.

Occorre tuttavia aggiungere che le antenne verticali a mezza onda sono, più di quelle orizzontali, soggette ad interferenze, sia in trasmissione che in ricezione. In quest'ultimo caso, per di più, vengono ricevuti con notevole intensità ogni genere di disturbi, con particolare riguardo a quelli generati da motori elettrici industriali, dato che le onde di questi disturbi sono, di solito, polarizzate verticalmente.

Antenne « Marconi »

Come abbiamo affermato all'inizio, la scelta dell'uno o dell'altro tipo di antenna dipende, in buona misura, dallo spazio che si ha a disposizione, e dalla frequenza di lavoro. Le antenne descritte fino ad ora hanno una lunghezza pari a ½ λ; ciò significa che, nelle trasmissioni a frequenze piuttosto basse, al di sotto dei 4 MHz, in corrispondenza delle quali la lunghezza d'onda del segnale irradiato è dell'ordine di 80 metri, occorrono antenne molto lunghe, dell'ordine cioè di 40 metri.

E' in questo caso che si ricorre con vantaggio alla antenna Marconi, dato che essa ha una lunghezza pari a solo ¼ di λ. Supponiamo, ad esempio, di trasmettere alla frequenza di 3,5 MHz: un'antenna a mezza onda richiede, a tale frequenza, un conduttore irradiante della lunghezza di circa 43 metri; con un'antenna Marconi, invece, sono sufficienti 21,5 metri circa.

E' inoltre da tenere in considerazione un secondo im-

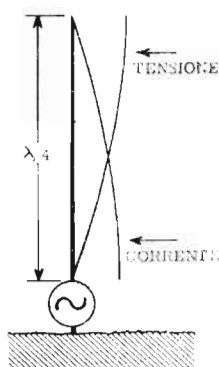



Fig. 3 - Tipo di antenna Marconi. Consente la massima ampiezza dell'onda terrestre.

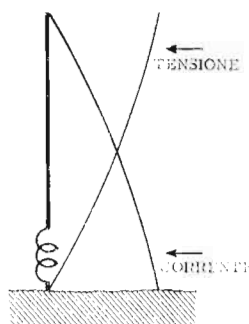



Fig. 4-A - Diminuzione della lunghezza di un'antenna Marconi, mediante aggiunta di carico induttivo.

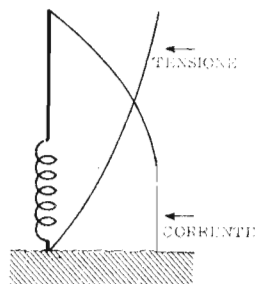



Fig. 4-B - Variazione della corrente, in seguito ad aumento dell'induttanza del carico applicato.

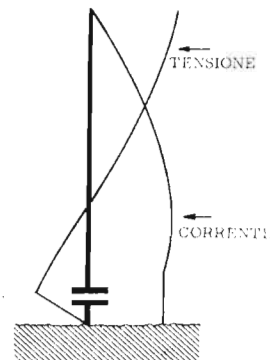



Fig. 4-C - Inserendo una capacità, si può usare una antenna più lunga di 1/4 λ.

portante fattore. Le onde radio a frequenza più bassa si propagano — come si è visto alla lezione precedente — soprattutto mediante onde terrestri. Le onde spaziali vengono infatti fortemente assorbite dallo strato *D* della ionosfera. Ora, essendo l'antenna Marconi costituita da un conduttore disposto verticalmente, come si può vedere alla **figura 3**, ne risulta una maggiore irradiazione nel piano orizzontale, corrispondente ad un angolo di irradiazione di 0°. Ciò corrisponde ad una massima ampiezza dell'onda terrestre.

Vediamo ora di comprendere il principio di funzionamento dell'antenna Marconi. Come sappiamo, la minima lunghezza che può avere un conduttore perchè in esso si stabiliscano onde stazionarie è di λ/2. Si potrebbe pensare che, nel caso dell'antenna Marconi, tali condizioni non siano verificate. Invece, come vedremo, l'antenna Marconi si comporta, in realtà, come un ramo di dipolo a mezza onda. Se osserviamo la figura 3, vediamo che un estremo dell'antenna è collegato a terra. L'alimentazione è applicata mediante un accoppiamento induttivo. Dato che la massa terrestre è enorme, essa si comporta come un conduttore in risonanza con qualunque frequenza. Si può pertanto immaginare il sistema antenna Marconi-Terra come un dipolo a mezza onda, un ramo del quale sia l'antenna, e l'altro la Terra. Nell'antenna si stabilisce, pertanto, un ventre di corrente (nodo di tensione) nel punto di alimentazione ed un nodo di corrente (ventre di tensione) nell'estremo opposto.

Introducendo un carico, è possibile accorciare ulteriormente la lunghezza dell'antenna Marconi. Alle **figure 4-A** e **4-B** si vede la distribuzione delle correnti e delle tensioni in due casi corrispondenti a lunghezze inferiori a λ/4. Il carico viene introdotto per compensare la diminuzione di lunghezza, e far sì che l'antenna risuoni alla stessa frequenza. Infatti, quando un'antenna ha una lunghezza inferiore a quella di accordo, presenta — come sappiamo — una reattanza capacitiva; per compensare tale reattanza occorre appunto introdurre una reattanza induttiva.

Analogamente, vediamo come si possa utilizzare un conduttore più lungo di λ/4. Il caso è illustrato alla figura 4-C. Come sappiamo, se il conduttore è troppo lungo, si determina una reattanza induttiva, ed è pertanto necessario aggiungere un condensatore, avente lo scopo di introdurre una reattanza capacitiva eguale e contraria. La distribuzione delle onde stazionarie di corrente e di tensione è, in questo caso, modificata in senso opposto al precedente, ossia si può rilevare, lungo il conduttore, più di un quarto di onda stazionaria.

Connessione di massa — Dato che l'antenna Marconi ha un'alimentazione di corrente, e che detta alimentazione viene effettuata all'estremo inferiore, in prossimità della connessione di massa, risulta che quest'ultima è percorsa dalla massima corrente: pertanto, se si vuole ottenere un buon rendimento, è necessario che essa presenti la minima resistenza.

Una buona connessione di massa può essere effettuata costruendo una raggiera di fili, come indicato alla **figura 5**. Il numero dei raggi può variare da un minimo di 15-20 ad un massimo di 120 (valore ideale), e la lunghezza di ciascun conduttore deve essere pari ad almeno mezza lunghezza d'onda. Operando con meno di 15 conduttori, si ottengono resistenze verso massa troppo elevate, e il rendimento risulta scarso. Il sistema così costruito può venire sotterrato, ed è in certo qual modo simile alle radici di un albero; con risultato egualmente buono, si possono però tendere tutti i conduttori al di sopra della superficie terrestre, mantenendoli isolati da essa. Nel primo caso si ha un vero e proprio contatto elettrico di massa, mentre nel secondo si ha il cosiddetto sistema « a contrappeso », che assicura il passaggio alla corrente a radiofrequenza attraverso la capacità verso massa distribuita lungo tutti conduttori a raggiera.

Carico all'estremità superiore — Data la difficoltà di ottenere una resistenza verso massa effettivamente bassa, è preferibile fare in modo che l'antenna presenti un'alta resistenza di irradiazione. La resistenza di irradiazione dipende dalla lunghezza dell'antenna come si può notare nel diagramma di **figura 6**. Per fare in modo che l'antenna abbia un'alta resistenza di irradiazione, è spesso utile introdurre dei carichi di tipo induttivo. Tali carichi, come abbiamo visto, fanno in modo che l'antenna si comporti come avesse una lunghezza maggiore di quella reale. Da questo punto di vista, non ha alcuna importanza la disposizione del carico. Questo può essere introdotto all'estremità inferiore, come nel caso della figura 4-A, oppure all'estremità superiore.

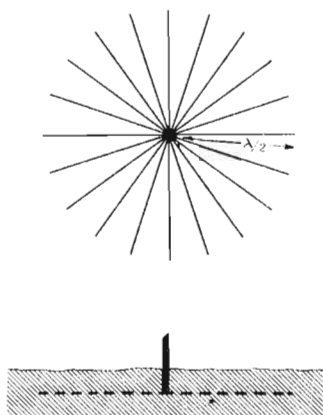
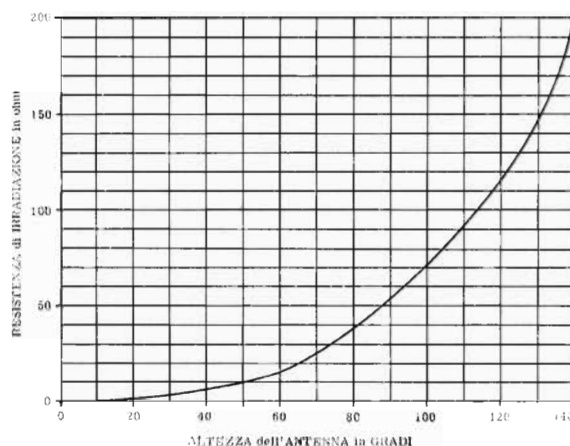



Fig. 5 - Esempio di collegamento a massa, effettuato mediante una raggiera di conduttori (da un minimo di 15 a un massimo di 120), sotterrata.

Fig. 6 - Resistenza di irradiazione, in funzione delle dimensioni, dell'antenna Marconi in senso verticale. La lunghezza può essere espressa in gradi, o in sottomultipli di « lambda ». Infatti, 90° equivale a $1/4\ \lambda$, 135° a $3/8\ \lambda$, ecc.

Quest'ultima disposizione, illustrata alle **figure 7-A** e 7-**B**, risulta tuttavia più vantaggiosa se si tiene conto che comporta uno spostamento verso l'alto, dei punti di massima corrente. In tal modo, in corrispondenza della resistenza verso massa, la corrente è inferiore, e quindi si ha una minore dissipazione di potenza.

Un altro effetto della disposizione di un carico induttivo all'estremo superiore riguarda la direttività dell'antenna. Si ottiene, in questo modo, una maggiore percentuale di energia emessa con bassi angoli di irradiazione: ciò comporta un notevole rinforzo dell'onda terrestre, il che è vantaggioso poichè, come sappiamo, l'antenna Marconi viene usata principalmente per trasmissioni a frequenze piuttosto basse, e quindi fondate quasi interamente sulla propagazione dell'onda terrestre.

Antenne a spira chiusa

Si tratta di antenne costituite da una o più spire di filo conduttore; i due terminali liberi vengono collegati alla linea di alimentazione. I dipoli bifilari, da noi descritti in precedenza, appartengono a questa categoria di antenne. Essi si possono infatti considerare costituiti da una spira rettangolare, ai terminali della quale viene collegata la linea di trasmissione.

Vediamo ora di illustrare in qual modo avvenga l'irradiazione di onde elettromagnetiche da parte di antenne del tipo a spira chiusa. Si possono distinguere due casi, a seconda che le dimensioni delle spire e la lunghezza totale del conduttore siano molto piccole, rispetto alla lunghezza d'onda del segnale, oppure siano paragonabili ad essa.

Spire piccole — Un conduttore avvolto in spire molto piccole, rispetto alla lunghezza d'onda del segnale che lo percorre, può essere considerato come una semplice bobina. Anche la distribuzione delle correnti e delle tensioni che si stabilisce su di esso è molto simile a quella che si riscontra in una normale bobina per radiofrequenza. Ciò significa che — in pratica — la corrente ha lo stesso valore e la stessa fase in tutti i punti del circuito.

Le spire possono essere avvolte in modo qualunque, (ad esempio in forma circolare, quadrata o triangolare) senza che ciò apporti alcuna sostanziale differenza nella distribuzione delle correnti. E' invece essenziale che la lunghezza complessiva del conduttore avvolto non superi un certo limite, se si vuole che detta distribuzione non cominci ad avvicinarsi a quella che si riscontra nelle linee di trasmissione e nelle antenne, già a noi nota. In questo senso, si può parlare di « antenne a spire piccole » finchè la lunghezza complessiva del conduttore non supera il 10% della lunghezza d'onda.

Alla **figura 8** è riportata una spira rotonda. Essa si comporta come una comune induttanza, ed è accordabile sulla frequenza appropriata mediante il condensatore variabile presente ai suoi terminali. Questo particolare tipo di antenna, come in generale tutte le spire piccole, non è molto adatto alla trasmissione, perchè presenta una resistenza di irradiazione molto bassa: le perdite dovute alla resistenza ohmica e ad altre cause parassite, assurgono perciò a livelli molto elevati. E' invece adatta come antenna ricevente, e ciò per le ragioni che ora esporremo.

Innanzitutto, pur fornendo prestazioni inferiori al dipolo a mezza onda, l'antenna a spira presenta una efficacia nettamente superiore all'antenna costituita da uno spezzone di conduttore di lunghezza non accordata, come è frequente incontrare nei radioricevitori. In secondo luogo, la presenza del condensatore variabile consente di accordare il circuito alla frequenza di ricezione prescelta, e pertanto, con una medesima antenna, ci si può accordare con risultati egualmente buoni su emissioni di diverse frequenze.

Infine, dato che il diagramma di irradiazione, e quindi anche di ricezione, di una spira del genere è notevolmente direttivo, è possibile usare questo tipo di antenna come radiogoniometro. A questo scopo, si accorda il condensatore variabile sulla frequenza desiderata, e si ruota la spira per la posizione del massimo segnale: ciò significa che la direzione della spira, vale a dire, in questo caso dell'antenna, corrisponde alla direzione del trasmettitore. Si ha quindi, nota la posizione del trasmettitore, la possibilità di utilizzare una antenna di questo genere come una bussola; in pratica, specialmente nel campo della navigazione, esistono effettivamente dei radioricevitori la cui funzione essenziale è di indicare l'orientamento rispetto ad un trasmettitore costiero di posizione nota.

La schermatura che si vede all'esterno del condut-

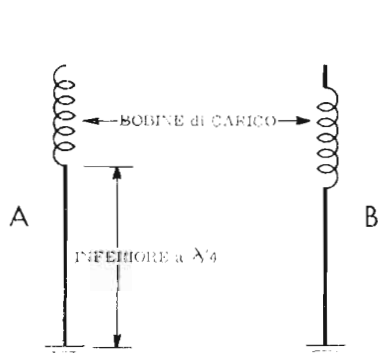



Fig. 7 - Applicazione del carico direttamente all'estremità superiore (A), ed in prossimità di tale estremo (B).

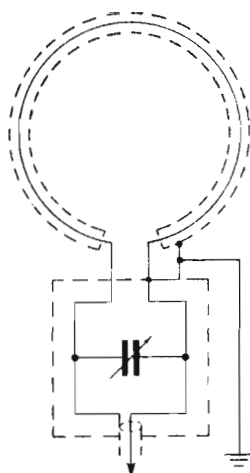
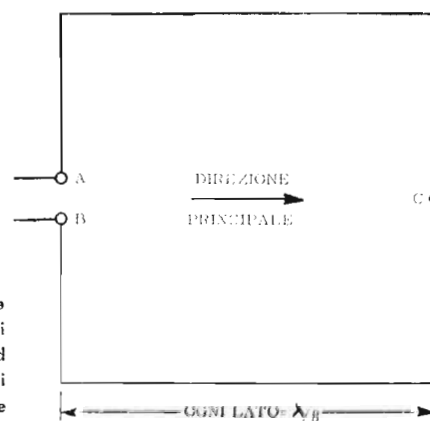



Fig. 8 - Antenna a spira rotonda, accordabile mediante la capacità variabile. La schermatura evita la captazione del campo elettrico.

Fig. 9 - Antenna a spira quadra, di lunghezza pari ad 1/2 λ. La linea di trasmissione viene applicata tra A e B.

tore, in figura 8, ha lo scopo di eliminare la captazione del campo elettrico. Infatti, la maggior parte dei disturbi e delle interferenze vengono indotti nelle antenne riceventi attraverso variazioni del campo elettrico. Inoltre, se non fosse presente la schermatura, anche al di fuori della frequenza di accordo, l'antenna riceverebbe egualmente un forte segnale, comportandosi in tal caso come un'antenna ricevente costituita da un semplice conduttore disaccordato.

Naturalmente, perchè la ricezione possa avvenire, occorre che lo schermo sia formato da materiale non ferromagnetico, ad esempio rame o alluminio: in caso contrario, la schermatura agirebbe anche rispetto ai campi magnetici, e pertanto, nel conduttore interno, non si avrebbe più alcuna tensione indotta.

Spire a mezza onda — Quando la lunghezza complessiva del conduttore comincia ad essere paragonabile alla lunghezza d'onda del segnale, si ottiene un netto cambiamento nelle condizioni elettriche del circuito. Prendiamo in considerazione, ad esempio, la spira rappresentata alla **figura** 9. Si tratta di una spira quadrata costituita da un conduttore avente una lunghezza complessiva pari a mezza lunghezza d'onda; ciò corrisponde ad 1/8 di lunghezza d'onda per ogni lato del quadrato.

Quando una spira di questo genere viene alimentata al centro di uno dei lati, si determina in essa un certo flusso di corrente. La distribuzione della corrente non è più, in questo caso, uniforme, ma assume un andamento simile a quello che si manifesta in un conduttore rettilineo a mezza onda. Ciò significa che si determina un ventre di corrente al centro del lato opposto a quello in cui sono presenti i terminali A e B di alimentazione, ossia nel punto C, e due nodi ai terminali stessi. Questa particolare condizione elettrica fa sì che il campo sia massimo nel piano della spira, e nella direzione rivolta dai terminali A e B verso il lato opposto. La resistenza di irradiazione di un'antenna di questo genere è dell'ordine dei 50 ohm. Ciò è valido se la resistenza di irradiazione viene misurata in un ventre di corrente, ossia nel punto C. Se invece misuriamo l'impedenza nei punti A e B, in cui la corrente è minima e la tensione è massima, si può riscontrare un valore dell'impedenza molto più elevato, dell'ordine di varie migliaia di ohm.

Le antenne di questo genere possono essere usate anche come trasmittenti. La loro direttività non è molto spinta; ad esempio, mentre i diagrammi di irradiazione di un dipolo a mezza onda o di una spira piccola presentano alcune direzioni in cui l'irradiazione è nulla, nel caso della spira quadrata a mezza onda, si ha irradiazione in tutte le direzioni. Infatti, essa è massima nella direzione di cui si è detto, ma continua a sussistere, benchè in misura inferiore, anche nella direzione perpendicolare ed in quella opposta.

Spire ad onda intera — Le spire quadrate che presentano una lunghezza complessiva pari ad una intera lunghezza d'onda, hanno delle caratteristiche diverse da quelle accordate su mezza lunghezza d'onda. Innanzitutto l'alimentazione puo essere effettuata sia interrompendo un lato nel suo punto centrale, sia interrompendo un vertice. Per quanto riguarda la direttività, inoltre, si nota la differenza essenziale. Infatti, mentre la spira a mezza onda presenta la direzione di massima irradiazione nel piano stesso della spira, quella ad onda intera presenta, in tale piano, una irradiazione minima.

La direzione principale di una spira quadrata ad onda intera corrisponde alla perpendicolare al piano della spira, e le onde emesse hanno una polarizzazione diversa, secondo il punto in cui è effettuata l'alimentazione. Se infatti si alimenta la spira al centro di un lato, la polarizzazione è verticale, mentre se la si alimenta ad un vertice, essa è orizzontale.

ANTENNE DIRETTIVE

Guadagno — Abbiamo detto che tutte le antenne, anche i tipi più semplici, hanno una irradiazione direttiva, ossia variabile in funzione della direzione. Abbiamo anche definito il concetto di antenna isotropica. Supponiamo ora di applicare ad un tale tipo di antenna una certa potenza, che determinerà un campo elettromagnetico di intensità uniforme in tutte le direzioni; in seguito, sostituiamo l'antenna isotropica con un'antenna reale, pur mantenendo costante la potenza applicata e la posizione. Ne risulterà un diagramma di irradiazione diverso, dal quale si possono in ogni caso rilevare le direzioni in cui l'intensità del campo irradiato è mag-

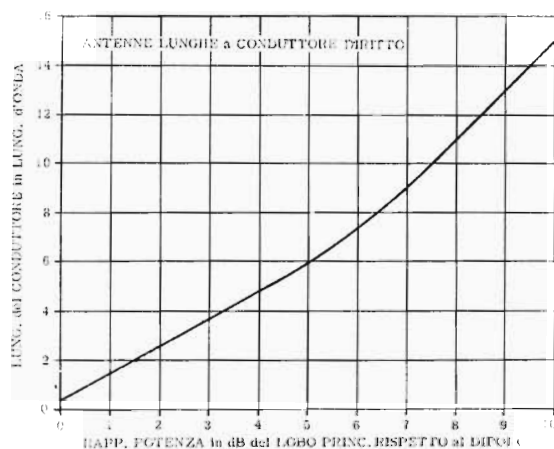



Fig. 10 - Diagramma illustrante il rapporto di potenza, nella direzione principale, di una antenna a filo lungo, rispetto a un dipolo, in funzione della lunghezza dell'antenna stessa.

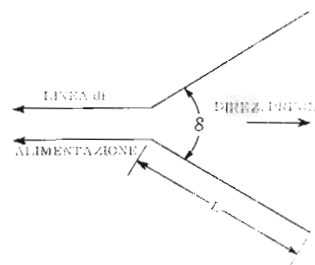



Fig. 11 - Esempio di antenna a « V », costituita — in pratica — da due antenne a filo lungo disposte con un certo angolo tra loro. Variando l'angolo « δ », si possono far coincidere le due direzioni principali di propagazione, a vantaggio del rendimento.

giore di quella corrispondente nel caso dell'antenna isotropica, e altre in cui è minore. E' questo il fenomeno della direttività, di cui si è detto.

Consideriamo ora la direzione in cui l'irradiazione è massima (direzione principale) e misuriamo l'intensità del campo in un punto dello spazio corrispondente a tale direzione. Il rapporto tra tale intensità e quella corrispondente che si ottiene con un'antenna isotropica viene denominato **guadagno dell'antenna**. Più alto è il guadagno, più alta è l'irradiazione nella direzione principale. Se indichiamo con E_1 l'intensità del campo in un certo punto dello spazio corrispondente alla direzione principale, e con E_2 l'intensità corrispondente, nello stesso punto, all'irradiazione mediante l'antenna isotropica, il guadagno risulta espresso dalla formula:

$$G = E_1 : E_2$$

Allo stesso modo, si perviene a definire un « guadagno di potenza » G_P. Se teniamo conto che la potenza è proporzionale al quadrato della tensione, e che questa ultima è proporzionale all'intensità del campo, il guadagno di potenza diviene:

$$G_P = P_1 : P_2 = E_1^2 : E_2^2 = (E_1 : E_2)^2$$

Ad esempio, se il campo prodotto da un'antenna è il doppio di quello prodotto da un'antenna isotropica, il guadagno di G è 2, ed il guadagno in potenza G_P è $(2)^2 = 4$. Ciò significa che, per ottenere, nello stesso punto, la medesima intensità di campo anche con una antenna isotropica, occorrerebbe applicare ad essa una potenza quattro volte superiore. Di solito, è conveniente esprimere il guadagno di una antenna in dB.

Molte volte, specie quando la trasmissione è indirizzata in modo particolare verso una determinata direzione, come ad esempio nei collegamenti a mezzo ponte radio, il guadagno di un'antenna è decisivo, dato che determina, in misura rilevante, la portata della trasmissione. Si studiano pertanto delle antenne particolari, spesso ad elementi radianti multipli, che consentono di ottenere guadagni molto elevati. Esaminiamo brevemente i principi generali e descriviamo alcuni tipi particolari di antenne direttive.

Principi generali — La direttività può interessare sia l'angolo di irradiazione nel piano verticale che quello nel piano orizzontale. E' infatti in considerazione delle diverse intensità di campo irradiate nelle diverse direzioni relative al piano orizzontale che una antenna irradia più o meno energia elettromagnetica verso una certa stazione ricevente per mezzo di onde terrestri; la direttività verticale, invece, entra in gioco soprattutto nelle trasmissioni mediante onda spaziale, dato che, come sappiamo, occorre che queste trasmissioni vengano effettuate con un angolo di irradiazione verticale adeguato alle condizioni ionosferiche, in modo che si possa ottenere la rifrazione desiderata.

Tutte le antenne, eccettuate quelle disposte in senso verticale, presentano una maggiore o minore direttività nel piano orizzontale. Tale direttività può essere aumentata mediante sistemi costituiti da più elementi, ciascuno dei quali contribuisce a rafforzare il campo nella direzione principale di irradiazione prescelta. Le condizioni di ottima direttività si raggiungono, con maggior facilità a frequenze di trasmissione molto elevate, anche in ragione della diminuzione nelle dimensioni degli elementi accordati.

Antenne a filo lungo — Si tratta di antenne costituite da un solo elemento, alimentate in modo simile ad un dipolo a mezza onda. Esse hanno una lunghezza corrispondente ad un multiplo piuttosto elevato di mezza lunghezza d'onda. Come si può osservare nei diagrammi di irradiazione riportati alla lezione 123ª, relativi a conduttori di diverse lunghezze, si trova che, con l'aumentare della lunghezza di accordo della antenna, aumentano anche le sue proprietà direttive. Infatti, benchè il diagramma di irradiazione si scinda, con l'aumentare della lunghezza del conduttore, in un certo numero di lobi, esistono sempre due lobi principali, in corrispondenza dei quali si ottiene un guadagno molto pronunciato.

Un secondo vantaggio che presentano le antenne a filo lungo consiste nella possibilità di utilizzarle per trasmissioni su diverse frequenze. Mentre, nel caso del dipolo a mezza onda, la frequenza di accordo risulta molto critica, essa può già variare entro limiti più ampi in antenne accordate sul doppio della lunghezza d'onda. Man mano che si aumenta la lunghezza di accordo, la frequenza di trasmissione diviene sempre meno critica, fino a che si riesce a coprire, con una medesima antenna, una banda di frequenze di trasmissione relativamente ampia.

Le antenne a filo lungo presentano anche inconve-

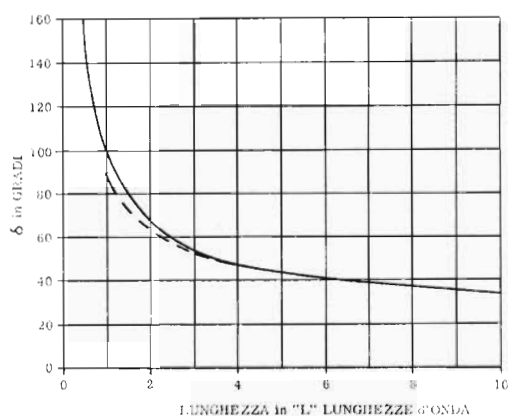
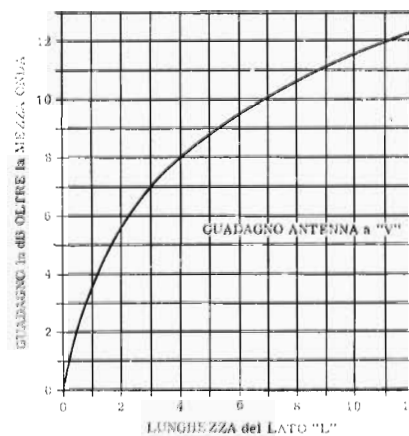



Fig. 12 - Diagramma per il calcolo dell'angolo « δ », in funzione della lunghezza dei due rami dell'antenna a « V », espressa in lunghezze d'onda.

Fig. 13 - Diagramma illustrante il guadagno in dB di un'antenna a « V », di lunghezza maggiore di $1/2\,\lambda$, rispetto a quello di un dipolo a mezza onda.

nienti, specialmente alle frequenze più basse; esse richiedono infatti, date le dimensioni notevoli, corrispondenti a diverse lunghezze d'onda, uno spazio di installazione molto ampio. Inoltre, per la stessa ragione, è necessaria una struttura meccanica più solida, onde sostenere il maggiore peso del sistema irradiante.

L'alimentazione di un'antenna a filo lungo può essere sia di corrente che di tensione. Nel caso dell'alimentazione di corrente il conduttore va interrotto in corrispondenza di un ventre di corrente, ed ai due terminali così ottenuti si applica, mediante un opportuno adattamento, l'uscita della linea di trasmissione. L'alimentazione di tensione deve invece essere applicata ad un estremo, ossia ad un punto in cui è presente un ventre di tensione; essa può essere effettuata sia mediante una linea di trasmissione, sia portando un estremo del conduttore che costituisce l'antenna, fino all'interno del locale ove è situato il trasmettitore. Quest'ultima disposizione è perciò simile a quella relativa all'antenna Fuchs.

Come abbiamo detto, la direttività che presenta un'antenna a filo lungo è nettamente superiore a quella di un dipolo a mezza onda. Ciò significa che essa offre un maggiore guadagno. Dato che il dipolo a mezza onda è il più semplice tipo di antenna, i guadagni di tutti i tipi più direttivi si esprimono, spesso, in rapporto al guadagno del dipolo a mezza onda. Ad esempio, alla **figura 10**, vediamo un diagramma che indica, in funzione della lunghezza, il diagramma di un'antenna a filo lungo in rapporto al guadagno ottenuto con un dipolo a mezza onda.

Antenne a « V » — Anche queste antenne rientrano, in un certo senso, nella categoria precedente, dato che sono praticamente costituite da due antenne a filo lungo collegate ad un estremo ed aperte all'altro lato. I due conduttori formano tra di loro un certo angolo δ, come si può notare alla **figura 11**. Scegliendo opportunamente l'ampiezza dell'angolo δ è possibile fare in modo che le direzioni relative ai lobi di irradiazione principali dei due conduttori coincidano tra di loro. In altre parole, si tratta di fare in modo che entrambi i rami della « V » irradino nella medesima direzione, e quindi si rinforzino l'un l'altro.

Il valore esatto dell'angolo δ può venire ricavato sperimentalmente, oppure può essere ottenuto mediante il diagramma riportato alla **figura 12**. E' ivi riportata, sull'asse delle ascisse, la lunghezza del conduttore espressa in multipli L della lunghezza d'onda λ. In ordinata si legge, in corrispondenza, il migliore valore dell'angolo δ calcolato teoricamente (curva a tratto pieno). Per lunghezze di L inferiori a 3 λ, si è trovato che, in pratica, si ottengono migliori risultati con angoli leggermente inferiori a quelli calcolati teoricamente. Vediamo infatti che la curva tratteggiata, che corrisponde appunto ai valori pratici relativi al massimo guadagno, al di sotto di 3 λ si stacca da quella a tratto pieno.

Per quanto riguarda la lunghezza L dei due rami della « V », è necessario che essa sia un multiplo esatto di λ/2. Tuttavia, per ottenere un'ottima direttività, è bene che essa sia pari a diverse lunghezze d'onda. Ciò si può rilevare osservando l'andamento della curva di **figura 13**, che riporta il guadagno di un'antenna a « V », espresso in decibel, rispetto al guadagno di un'antenna a dipolo a mezza onda. Se si confronta tale curva con quella di figura 10, relativa al guadagno di un'antenna a filo lungo semplice, si nota un forte aumento nel guadagno, e quindi anche nella direttività.

L'antenna a « V » viene in genere disposta parallelamente al suolo, ossia con entrambi i rami contenuti in un medesimo piano orizzontale. L'altezza di tale piano, rispetto alla superficie terrestre, deve essere di almeno mezza lunghezza d'onda. I migliori risultati si sono ottenuti con altezze corrispondenti ad una intera lunghezza d'onda.

Antenne rombiche — Queste antenne si possono suddividere in due categorie fondamentali: « antenne rombiche risonanti » ed « antenne rombiche non risonanti ». Iniziamo dallo studio delle prime.

La forma di un'antenna rombica risonante è illustrata alla **figura 14**. Si tratta di due conduttori piegati ad angolo, formanti, nel loro insieme, un rombo aperto in corrispondenza di due vertici opposti. Ad uno dei vertici è applicata la linea di alimentazione, mentre i due terminali corrispondenti all'altro estremo rimangono liberi. Naturalmente, i conduttori vengono disposti in modo da risultare complanari tra loro.

L'antenna rombica risonante è simile, nelle proprietà direttive, all'antenna a « V », però è preferibile

Fig. 14 - Esempio di antenna rombica risonante; i cavi sono sul medesimo piano.

Fig. 16 - Diagramma illustrante la direttività di una antenna rombica non risonante (monodirezionale).

Fig. 15 - Tipo di antenna rombica non risonante. Il vertice opposto alla linea di trasmissione è chiuso su una resistenza (R) di circa 600 ohm.

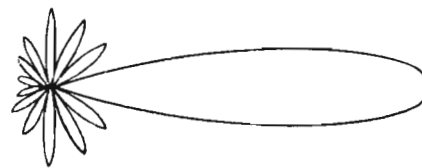
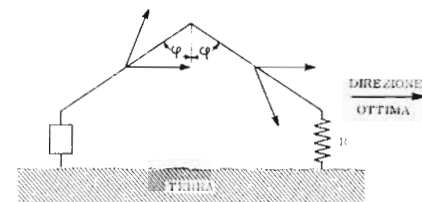



Fig. 17 - Disposizione di mezza antenna rombica non risonante, adatta per ottenere il diagramma di irradiazione di figura 16.

ad essa in quanto, a parità di lunghezza complessiva dei conduttori che la costituiscono, presenta un maggiore guadagno. Ciò significa che un'antenna rombica il cui lato L corrisponde a 4 lunghezze d'onda, ha un maggiore guadagno di un'antenna a « V » il cui lato è pari a 8 lunghezze d'onda. Inoltre, l'antenna rombica ha un diagramma di irradiazione che è meno influenzato da variazioni nella frequenza di trasmissione: pertanto essa può essere impiegata entro una più vasta gamma di frequenze dell'antenna a « V ». Lo svantaggio fondamentale dell'antenna rombica riguarda la sua costruzione meccanica. E' necessario un sostegno in più (quattro sostegni, contro i tre sufficienti per un'antenna a « V »).

Per quanto riguarda la progettazione di un'antenna rombica risonante, si può ricorrere al medesimo metodo esposto a proposito delle antenne a « V ». La lunghezza L di ciascun braccio si sceglie in modo che sia un multiplo di $\lambda/2$, e l'angolo δ si determina anche questa volta mediante i diagrammi di figura 12. L'intero sistema d'antenna va disposto su di un piano parallelo alla superficie terrestre, ad una distanza pari a circa una lunghezza d'onda.

Il principio di funzionamento di un'antenna rombica è molto semplice, e del tutto analogo a quello dell'antenna a « V » precedentemente considerata. Si tratta di scegliere l'angolo δ in modo che le quattro direzioni principali di irradiazione dei quattro lati del rombo coincidano, dando luogo, pertanto, ad una direttività complessiva molto pronunciata. Essa è relativa, questa volta, a due direzioni principali, di cui la prima è opposta alla seconda, indicate, nella figura 14, dalle frecce. Si tratta, quindi, di un'antenna « bidirezionale ».

L'alimentazione di questo tipo di antenna dipende dalle gamme in cui essa viene usata. Se si usa in una sola gamma, è sufficiente una linea di trasmissione non risonante, mentre nel caso in cui si voglia impiegarla in più bande, è bene ricorrere alle linee di trasmissione risonanti, come già visto a proposito dell'antenna Zeppelin.

Le onde irradiate da un'antenna rombica sono, sia nel piano di irradiazione orizzontale che contiene il rombo, sia in quello verticale che lo divide a metà, polarizzate orizzontalmente. La disposizione orizzontale dell'antenna che dà luogo a queste condizioni di polarizzazione, è impiegata quasi universalmente nelle gamme delle onde medie e delle onde corte. Quando un'antenna a rombo è progettata per funzionare nella gamma VHF (onde cortissime), è possibile disporla anche verticalmente, date le sue minori dimensioni di ingombro, ed è pertanto possibile ottenere onde polarizzate verticalmente.

Sebbene simili alle antenne risonanti nella loro struttura meccanica, le antenne rombiche non risonanti si differenziano nettamente dalle prime per quanto riguarda il loro comportamento elettrico. Infatti, come si può osservare alla **figura 15**, i due terminali del rombo opposti al vertice di alimentazione non sono liberi, ma chiusi su di una resistenza R. Il valore della resistenza R di chiusura che risulta, per solito, più adatto, si aggira attorno ai 600 ohm.

Alla citata diversità elettrica tra i due tipi di antenne rombiche, corrisponde anche una diversità nei diagrammi di irradiazione. L'antenna rombica non risonante è infatti unidirezionale, ossia presenta una sola direzione principale; ciò in contrasto con l'antenna risonante che è, come abbiamo visto, bidirezionale. Come si può notare osservando la figura 15, la direzione principale dell'antenna non risonante coincide con una delle due direzioni proprie dell'antenna risonante, ossia con quella rivolta dal vertice in cui è collegata la linea di alimentazione, verso il vertice opposto.

La caratteristica di direttività di un'antenna rombica non risonante è rappresentata dal diagramma di **figura 16.** Vediamo di comprendere come sia possibile ottenere un tale diagramma di irradiazione. Consideriamo per questo l'antenna rappresentata in **figura 17**. Essa è equivalente ad una metà di antenna rombica non risonante, e ciascuno dei due tratti di conduttore irradia nelle due direzioni principali indicate dalle frecce. Se si sceglie opportunamente l'angolo φ tra i due lati irradianti, si può fare in modo che, come in figura, due delle direzioni principali coincidano tra di loro. Passiamo ora all'antenna rombica, ed immaginiamo che essa sia costituita da due antenne del tipo di figura 17 disposte l'una a fianco dell'altra in modo simmetrico. Ne segue che anche gli altri due lati avranno due direzioni principali corrispondenti tra di loro: inoltre, tali direzioni corrispondono anche, come è ovvio, a quelle comuni ai primi due lati, e la direttiva risulta pressochè quadruplicata, rispetto ad un solo lato.

DOMANDE sulle LEZIONI 124ª e 125ª

N. 1 —
In quale direzione reciproca avviene la propagazione del campo elettrico e di quello magnetico di un'onda?

N. 2 —
Cosa si intende per polarizzazione di un'onda? Come si distingue?

N. 3 —
In quale modo vengono sfruttate — nelle radio comunicazioni — le onde spaziali e le onde terrestri?

N. 4 —
In quante parti può essere suddivisa l'onda terrestre irradiata da un'antenna?

N. 5 —
Da che cosa è resa possibile la comunicazione a lunga distanza mediante onde spaziali rivolte verso l'alto?

N. 6 —
Cosa si intende per «ionosfera»? Dove si trova rispetto alla superficie terrestre?

N. 7 —
In quanti strati può essere divisa la ionosfera?

N. 8 —
Cosa si intende per «zona di silenzio»? Da che cosa è delimitata rispetto alla zona di propagazione?

N. 9 —
In cosa consiste il fenomeno dell'evanescenza? A che cosa è principalmente dovuto?

N. 10 —
Quale è la caratteristica più saliente delle antenne del tipo «Fuchs»?

N. 11 —
Quale differenza sussiste tra l'alimentazione di corrente e l'alimentazione di tensione di un'antenna?

N. 12 —
Per quale motivo le antenne Marconi sono — per l'impiego con onde relativamente lunghe — preferibili alle antenne «Fuchs» e «Zeppelin»?

N. 13 —
In quale modo è possibile aumentare la resistenza di irradiazione di un'antenna?

N. 14 —
Per quale motivo un'antenna a spira rotonda piccola è più adatta per la ricezione che non per la trasmissione?

N. 15 —
In base a quale principio le antenne a spira chiusa (o a telaio) consentono di individuare la direzione di provenienza dei segnali a radiofrequenza ricevuti?

N. 16 —
In quale modo viene definito il guadagno di un'antenna? Come viene espresso?

N. 17 —
In quale modo è possibile rendere massima la portata e la direttività di un'antenna a «V»?

N. 18 —
Quale è la differenza tra un'antenna rombica risonante e un'antenna rombica non risonante?

RISPOSTE alle DOMANDE di Pag. 977

N. 1 — Un conduttore teso nello spazio. A seconda del tipo di apparecchio cui fa capo, capta l'energia dallo spazio o la irradia in esso.

N. 2 — Dalla lunghezza del conduttore che la costituisce, nonchè dall'intensità della corrente che circola nel conduttore.

N. 3 — Quando le sue caratteristiche sono tali da consentire l'accordo sulla frequenza del segnale, ossia quando essa risuona su detta frequenza.

N. 4 — Quando la lunghezza del conduttore è pari alla metà della lunghezza d'onda del segnale, oppure ad un multiplo di tale valore.

N. 5 — Si ha un «nodo» di corrente o di tensione nei punti (lungo il conduttore) nei quali il valore è pari a zero, ed un «ventre» nei punti in cui il valore è massimo.

N. 6 — Il Rapporto Onde Stazionarie è il rapporto tra i valori massimo e minimo che la tensione del segnale assume lungo il conduttore.

N. 7 — Perchè la velocità di propagazione della radiofrequenza in un conduttore è inferiore a quella che si verifica nell'aria; essendo la lunghezza d'onda calcolata in base alla velocità nell'aria, è ovvio che nel conduttore detta lunghezza risulti minore.

N. 8 — Un'antenna il cui conduttore è interrotto al centro, ossia nel punto in cui viene connessa la linea di trasmissione.

N. 9 — Il rapporto tra la tensione e la corrente in un dato punto. No, perchè il valore risultante varia da punto a punto.

N. 10 — La resistenza di irradiazione è quel valore di resistenza che, connesso in serie all'antenna in un punto in cui è presente un ventre di corrente, dissipa una potenza pari a quella irradiata.

N. 11 — Un grafico che consente di stabilire empiricamente le proprietà direttive di un'antenna.

N. 12 — Un'antenna immaginaria, il cui diagramma di irradiazione è costituito da una sfera, e che irradia cioè in tutte le direzioni con la medesima intensità.

N. 13 — Un cavo che unisce un circuito ad un altro. In pratica, il termine è usato per indicare i cavi di collegamento tra un ricevitore o un trasmettitore e la relativa antenna.

N. 14 — Realizzando la linea stessa mediante due conduttori affiancati a distanza costante, di cui uno di «andata» ed uno di «ritorno». In tal modo, i due campi elettromagnetici prodotti sono tra loro in opposizione di fase, per cui si annullano a vicenda.

N. 15 — Due: a conduttori paralleli, ed a conduttori coassiali. Si suddividono — a loro volta — in cavi con isolamento ad aria, e cavi con isolamento solido.

N. 16 — La resistenza apparente, pari al rapporto tra la tensione e la corrente del segnale a radiofrequenza. Diversamente da quanto accade per le antenne, tale valore è costante lungo tutta la linea.

NOTE sulla COSTRUZIONE delle ANTENNE

Dal momento che le antenne risultano esposte agli agenti atmosferici, ed in particolare al vento ed alle piogge, per la loro costruzione è essenziale l'impiego di materiali di particolari qualità e caratteristiche. Per limitare le perdite di energia a radiofrequenza ad un livello trascurabile, è opportuno che tanto i conduttori che si utilizzano per costruire l'antenna, quanto quelli relativi alla linea di alimentazione, presentino una resistività molto bassa. Gli isolatori devono presentare minime perdite, e basse correnti parassite superficiali, anche se incidentalmente bagnati.

Conduttori

Il diametro ed il tipo del filo da impiegarsi nella costruzione di un'antenna dipende, in modo principale, dalla sua lunghezza, specialmente nel caso delle antenne orizzontali. Per antenne corte, è sufficiente utilizzare conduttori in rame smaltato del diametro di 1,5 mm. Per antenne di media lunghezza è invece necessario, onde evitare un eccessivo allungamento dovuto al maggior peso ed alle sollecitazioni meccaniche, che il diametro del conduttore sia almeno di 2 millimetri.

Il filo di rame ricotto non è adatto alla costruzione delle antenne, anche se di lunghezza molto breve. Infatti, esso subisce — in seguito al vento — allungamenti notevoli; anche se non si giunge alla rottura, si possono verificare forti disaccordi nei confronti della frequenza di risonanza dell'antenna stessa. Il filo di rame smaltato che si trova comunemente in commercio è del tipo ricotto: volendolo egualmente utilizzare, è necessario provocare il primo allungamento mediante strappi forti e bruschi. In questo modo si possono raggiungere caratteristiche pressochè equivalenti a quelle del filo di rame crudo. In ogni caso è sempre preferibile la treccia al filo unico.

Quando si tratta di antenne molto lunghe, oppure soggette ad una forte sollecitazione meccanica derivante dalla presenza di pesanti isolatori nel tratto centrale, il filo di rame non è più utilizzabile, dato che potrebbe essere soggetto a rottura. In questi casi, si preferisce ricorrere al filo di acciaio ricoperto in rame e successivamente smaltato. Questo tipo di filo rende le operazioni di installazioni più difficoltose, dato che, per la sua tenacia ed elasticità, risulta di difficile piegatura e sistemazione. Tuttavia, non essendo soggetto nè ad allungamenti nè a rotture, presenta indubbiamente una maggiore sicurezza; il suo uso è poi indispensabile nei casi in cui l'eventuale rottura dell'antenna possa esser fonte di danno a persone o cose.

Onde evitare possibilità di perdite di potenza a radiofrequenza, è bene che il conduttore costituente l'antenna sia un pezzo unico; quando non è possibile evitare di eseguire una giunta, la saldatura deve essere molto accurata, sia dal punto di vista meccanico che dal punto di vista elettrico. Se la saldatura si trova in corrispondenza di un ventre di corrente, deve essere eseguita in modo perfetto: anche una minima resistenza provocherebbe forte dissipazione di potenza.

Linee di trasmissione

Nella costruzione di una linea a due fili paralleli, gli spaziatori devono presentare un isolamento ottimo, almeno pari a quello necessario per gli isolatori facenti parte del circuito di antenna. Nelle zone in cui l'atmosfera contiene molte impurità, ed in particolare fumo e fuliggine, dopo un certo periodo dall'installazione della linea, gli isolatori si possono ricoprire di uno strato che presenta una certa conduttività. Di conseguenza, si ottiene una diminuzione dell'isolamento nonchè lo stabilirsi di eventuali correnti superficiali di dispersione. Per questa ragione, è bene che gli isolatori delle linee di trasmisione vengano periodicamente puliti. Non si deve pensare che, a questo proposito, siano sufficienti le precipitazioni atmosferiche, dato che gli strati di impurità che determinano le corrente superficiali non sono idrosolubili.

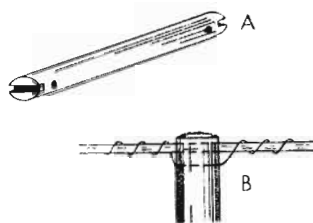



Fig. 1 - Espempio di distanziatore per linee di trasmissione a fili paralleli (A). Le tacche servono per alloggiare il conduttore, trattenuto dal filo passante negli appositi fori, come in B.

Le linee di trasmissione a fili paralleli con isolamento ad aria possono essere facilmente costruite con materiali normalmente reperibili in commercio. Per mantenere costante la distanza tra i due conduttori si possono usare degli spaziatori in *lucite* od in *ceramica*, del tipo di quello indicato alla **figura 1**. In **A** è rappresentata la forma dello spaziatore, ed in **B** il metodo di connessione con un conduttore della linea. Detta connessione viene effettuata con un filo più sottile, che viene fatto passare nel foro presente alla corrispondente estremità dello spaziatore, e successivamente avvolto attorno al conduttore, da entrambi i lati.

Le linee di frequenza comprese tra 3.5 e 7 MHz usano spaziatori della lunghezza di circa 15 cm; per frequenze comprese nella gamma tra 15 e 30 MHz, sono preferibili spaziatori da 10 cm. A frequenze ancora superiori, la distanza tra i conduttori viene ulteriormente diminuita.

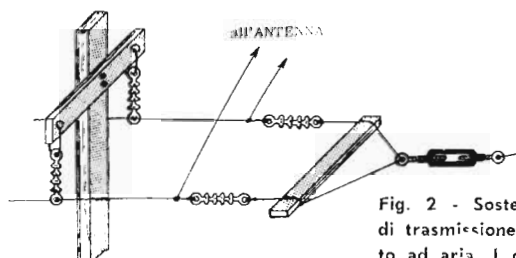



Fig. 2 - Sostegno per linee di trasmissione con isolamento ad aria. I conduttori possono scorrere negli isolatori.

Alla **figura 2** è rappresentato un secondo metodo per la costruzione di linee di trasmissione a fili paralleli con isolamento ad aria. In questo caso, sono gli stessi sostegni che fungono anche da spaziatori. Naturalmente,

essi devono essere disposti abbastanza vicini l'uno all'altro. in modo tale che non si verifichino variazioni nella distanza tra i due fili, e quindi nella impedenza della linea. Come si nota osservando la figura. la connessione meccanica tra i conduttori ed i relativi sostegni viene effettuata mediante isolatori ceramici. All'estremo della linea. oltre ai due isolatori, è presente un sistema atto ad assicurare la tensione meccanica necessaria ai conduttori. ottenuta mediante vite tendifilo. Detta vite permette di stabilire la tensione meccanica di tutta la linea, e non solo dell'ultimo tratto. Ciò perchè i conduttori non sono fissati rigidamente agli isolatori dei sostegni, bensì possono scorrere liberamente entro fori praticati in questi ltimi.

Quando si usano linee di trasmissione a dielettrico solido, come ad esempio la piattina da 300 ohm, il loro sostegno può essere costituito da semplici isolatori o supporti ceramici o in materia plastica, del tipo di quelli usati correntemente negli impianti di antenne televisive. E' bene fare in modo che dette linee non abbiano ad attorcigliarsi attorno ai fili metallici, quali ad esempio i tiranti di sostegno per il supporto dell'antenna.

Il tipo di linea di trasmissione che richiede meno precauzioni all'atto dell'installazione, è senza dubbio il cavo coassiale a dielettrico solido. Innanzitutto, data la presenza della calza schermante esterna, diminuisce la possibilità di accoppiamento con altri conduttori, anche se questi ultimi si trovano molto vicini, o disposti parallelamente. I cavi coassiali possono essere fissati direttamente alle pareti di una costruzione, utilizzando appositi ganci in ceramica o anche in metallo.

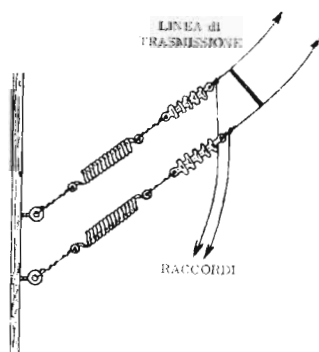



Fig. 3 - Ancoraggio al muro esterno, di una linea di trasmissione. I due ganci ad anello sono fissati nel muro: le due molle assicurano una certa tensione meccanica. I due raccordi raggiungono l'apparecchio installato nell'edificio passando attraverso due isolatori infissi nella parete.

Occupiamoci ora della tecnica relativa all'allacciamento dei terminali delle linee di trasmissione, ed in particolare del collegamento all'uscita dell'apparecchiatura. Poichè l'apparecchio si trova — in genere — all'interno del locale, è necessario che la linea di trasmissione proveniente dall'antenna venga portata all'interno del locale stesso. Onde evitare forti sollecitazioni meccaniche ai terminali della linea, è opportuno che questa, prima di essere portata all'interno dell'edificio, sia solidamente ancorata all'esterno, come indicato alla **figura 3**.

Agli stessi anelli degli isolatori cui fanno capo i terminali della linea, vengono collegati due conduttori di discesa, aventi lo scopo di proseguire la linea di trasmissione fino all'interno dell'edificio. La migliore soluzione per portare detti conduttori fino al trasmettitore consiste nel praticare due fori nel muro, provvisti di un particolare tipo di isolatore passante. E' bene che tanto i fori praticati nel muro, quanto gli isolatori passanti, abbiamo un diametro notevolmente superiore a quello del conduttore. Ciò perchè, dato che in molti casi la tensione presente lungo le linee di trasmissione è discretamente elevata, si rende necessario un ottimo isolamento onde evitare dispersioni verso massa.

Ancoraggio delle antenne

Il problema relativo al sostenimento dell'antenna alla necessaria altezza rispetto al suolo, può essere risolto in diversi modi, dipendenti dalla situazione locale. In generale, si deve ricorrere a pali o tralicci appositamente costruiti, spesso mantenuti in posizione verticale a mezzo di tiranti. In alcuni casi, si può ricorrere — per il sostegno dell'antenna — a costruzioni già esistenti o ad alberi. Il conduttore può essere teso, ad esempio, tra due camini, oppure tra un edificio ed un traliccio autoportante o, ancora, tra un edificio ed un albero.

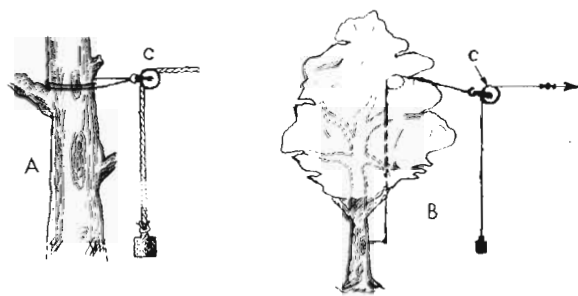



Fig. 4 - In A, fissaggio della carrucola (C) direttamente al tronco di un albero. Il contrappeso assicura la tensione meccanica. In B, fissaggio mediante doppia carrucola, necessario in previsione di forti oscillazioni da parte dei rami.

Se si utilizza, come supporto per un estremo dell'antenna, un albero, occorre prendere alcune precauzioni, specialmente se questo è piuttosto sottile. Infatti, gli alberi oscillano ampiamente a causa del vento; pertanto, effettuando un ancoraggio di tipo normale, si potrebbero verificare bruschi strappi capaci di determinare la rottura del conduttore, o comunque un suo notevole allungamento. Per evitare questi inconvenienti, si può ricorrere ad ancoraggi ottenuti mediante carrucola e contrappeso, del tipo di quelli rappresentati alla **figura 4-A** e **4-B**.

In entrambi i casi, l'antenna è collegata, mediante un isolatore ceramico del solito tipo, ad una corda, libera di scorrere attorno alla carrucola *C*. Al secondo estremo della corda è fissato un contrappeso, la cui funzione è quella di assicurare la necessaria tensione meccanica al sistema costituente l'antenna. La differenza tra i due metodi consiste in una diversità nel modo di fissare la carrucola all'albero. In A, essa è attaccata direttamente al tronco; è questo un metodo normalmente usato quando l'ancoraggio viene effettuato ad una altezza in corrispondenza della quale l'albero è privo di fronde. In B, invece, la carrucola viene sostenuta da una corda che scorre su una seconda carrucola; detta corda è legata — al suo estremo — ad un gancio fissato alla base del tronco. Questo sistema si usa quando la presenza di rami impedisce il libero scorrere della

corda con contrappeso nelle vicinanze del tronco. Come si può notare in figura, si ottiene infatti, rispetto al caso A, un allontanamento del sistema di tensione dell'antenna rispetto al tronco dell'albero.

Pali di sostegno

Tra i supporti per antenne, sono da ricordarsi, in primo luogo, i pali telegrafici. Essi sono adatti per altezze di circa 10-12 m, e la loro installazione non presenta alcuna particolare difficoltà, specialmente per il fatto che, nei normali usi, non occorre la presenza di tiranti. In questo caso, è infatti sufficiente l'interramento della parte inferiore del palo, fino ad una profondità pari a circa 1/10 dell'altezza complessiva. Per una migliore conservazione, la parte interrata deve essere protetta mediante vernici a base di creosoto o di catrame, e la parte esterna mediante comuni vernici per legno.

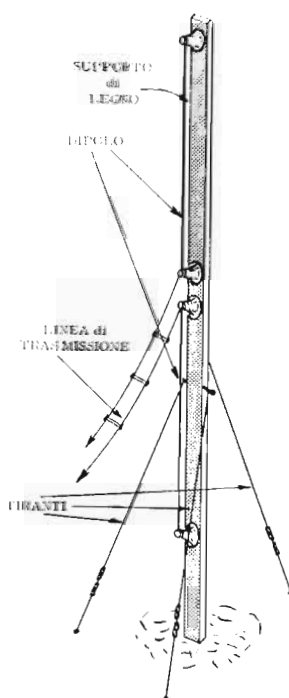



Fig. 5 - Esempio di dipolo verticale, fissato ad un supporto in legno mediante isolatori. Si notino i tiranti fissati al suolo, onde assicurare la massima rigidità al sistema, e la linea di trasmissione con isolamento ad aria (distanziatori).

Volendo usare pali di altezza superiore ai 12 m, è quasi sempre necessario ricorrere a dei tiranti o « venti ». Per poter giudicare se questi siano indispensabili, occorre tener conto, oltre che dell'altezza del palo, anche delle sollecitazioni meccaniche cui esso è sottoposto. Tali sollecitazioni dipendono principalmente dalla ventosità della zona, e dal peso dell'antenna da sostenere. Inoltre, è chiaro che — nel caso di antenne orizzontali — la forza esercitata da queste sui supporti è notevolmente superiore a quella esercitata da antenne verticali. Il cavo normalmente impiegato per i tiranti è del tipo in ferro zincato, onde evitare la possibilità di ossidazione; il suo diametro deve essere notevole, in quanto i tiranti sono soggetti a forti tensioni meccaniche.

Un cenno particolare meritano i sostegni per antenna da disporsi sul tetto di un edificio. Poichè vengono installati in una posizione già di per sè elevata rispetto al suolo, non è necessario che siano molto alti. Naturalmente, non essendo possibile l'interramento, è indispensabile ricorrere al fissaggio mediante tiranti o zanche. Vediamo ora due esempi pratici di costruzioni di questo genere, una per antenna verticale e l'altra per antenna orizzontale.

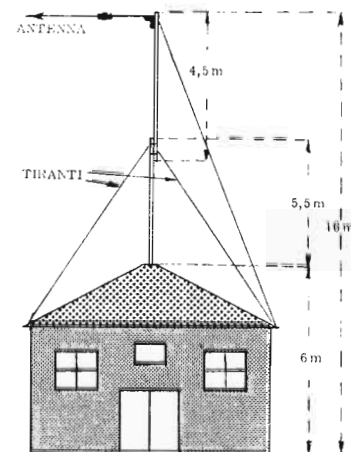



Fig. 6 - Installazione di un supporto sul tetto di un edificio di altezza limitata. Il segmento inferiore viene trattenuto da quattro tiranti: quello superiore da due soli, installati in modo da contrastare la trazione da parte dell'antenna. In tal modo è possibile raggiungere altezze relativamente elevate.

Alla **figura 5** è rappresentato un sostegno per dipolo a mezza onda disposto verticalmente, adatto per operare nella gamma dei 6 m o nella gamma dei 10 metri. L'altezza complessiva dell'asta in legno non supera, in ogni caso, gli 8 metri. La sezione dell'asta può essere, ad esempio, di 5 x 8 cm, in quanto non è necessaria una grande robustezza, trattandosi di un'antenna verticale. Le misure citate sono solo indicative, potendo essere variate, secondo le disponibilità pratiche, entro ampi limiti.

L'antenna non esercita, alla sommità del sostegno, una trazione trasversale; non sono quindi necessari molti tiranti. Ne bastano di solito tre, disposti simmetricamente, ossia con angoli di 120° tra loro, attorno al sostegno, e fissati a circa metà dell'altezza di questo. Nel caso in cui il tetto sia piatto, oppure l'antenna venga installata in una terrazza, non occorre fissare anche il fondo del sostegno; questo, una volta che i tiranti siano ben tesi, rimane automaticamente fermo. Se invece il tetto è del tipo a spigolo, si deve eseguire, nel fondo del sostegno, un taglio a «V», che si adatti perfettamente all'angolo di inclinazione del tetto.

Consideriamo ora la **figura 6**, nella quale è rappresentato un sistema di sostegno per antenna orizzontale, disposto alla sommità di un tetto di una piccola costruzione, quale ad esempio un garage. In questo caso, poichè il tetto si trova ad un'altezza di soli 6 metri dal suolo, si impiega un sostegno d'antenna più alto, ottenuto mediante due aste in legno disposte in serie. Naturalmente, essendo l'altezza complessiva delle due aste superiore a quella del caso precedente, è opportuno che anche la loro sezione sia maggiore.

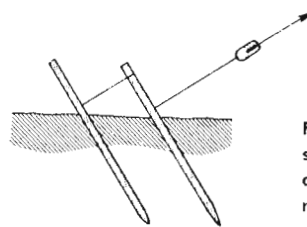



Fig. 7 - Sistema di ancoraggio al suolo per tiranti. Sono visibili due picchetti, che, data la sistemazione, si suddividono lo sforzo. In alcuni casi, può essere sufficiente uno solo di essi.

Poichè l'antenna è orizzontale, essa esercita una forte

tensione trasversale sulla sommità del supporto, nella direzione indicata dalla freccia. E' pertanto necessario un maggior numero di tiranti. Essi sono, complessivamente, sei, dei quali quattro attaccati al punto centrale (zona di unione tra le due aste) e due alla sommità. I quattro tiranti applicati al centro sono diretti verso i quattro angoli del tetto; i due applicati all'estremo superiore sono diretti verso quei due angoli che si trovano, rispetto al sostegno, dalla parte opposta dell'antenna orizzontale. In questo modo, si provvede a bilanciare la trazione esercitata in senso opposto dall'antenna.

Tiranti

Per pali e tralicci di altezza fino a 15 m, si possono usare tiranti costituiti da filo di ferro zincato del diametro di 2 mm. Dato che la lunghezza complessiva dei tiranti è piuttosto elevata, è possibile che risulti pari ad un multiplo esatto di $\lambda/2$. In queste circostanze, i tiranti si comporterebbero come antenne risonanti e potrebbero provocare interferenze col sistema d'antenna.

Per evitare l'inconveniente di cui si è detto, si ricorre ad una suddivisione dei tiranti in più tratti, collegati l'uno all'altro mediante isolatori a sella. Ogni tratto deve avere una lunghezza inferiore alla minima capace di entrare in risonanza sulla frequenza di trasmissione. Ad esempio, se la lunghezza d'onda è di 10 m, ogni tratto di tirante deve avere una lunghezza inferiore ai 3 o 4 m, in modo da garantire che non possa comportarsi come un conduttore risonante su mezza onda.

Il fissaggio dei tiranti al terreno può essere eseguito in diverse maniere. Uno dei metodi più semplici consiste nell'agganciarli alla base di un albero o ad una costruzione; tuttavia, ciò non è possibile che in casi particolarmente fortunati, ossia quando gli alberi, o le costruzioni, siano disposti proprio nel modo che occorre. Un altro metodo relativamente semplice utilizzabile nel caso di tralicci o pali non molto alti, è il seguente: si tratta, in sostanza, di conficcare nel terreno un tubo (picchetto), del diametro di 2 o 3 cm, con appropriato angolo di inclinazione rispetto alla superficie terrestre. Naturalmente, occorre tener conto anche della direzione del tirante: le migliori condizioni di stabilità si ottengono con un angolo tubo - tirante di 90°.

Un sistema forse più efficace consiste nell'utilizzare due tubi infissi nel suolo, come si vede alla **figura 7**. In questo caso, lo sforzo applicato dal tirante al primo tubo viene in parte distribuito anche sul secondo tubo, e risulta pertanto sufficiente una minore profondità di interramento.

Alla **figura 8** si può notare un altro tipo di ancoraggio al suolo per tiranti. Si tratta di una pesante tavola di legno, lunga circa 1,5 m, ed avente una sezione rettangolare di almeno 5 x 15 cm. A detta tavola, che viene interrata a circa 1 m di profondità, parallelamente alla superficie terrestre, vengono fissati due cavi che, riunendosi in uno, vanno a costituire il primo tratto del tirante. In **A** è rappresentata una sezione nella direzione della lunghezza maggiore dell'asse di ancoraggio, ed in **B** una sezione trasversale. Come si può notare

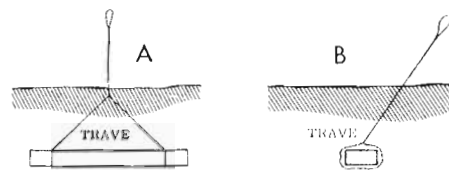



Fig. 8 - Ancoraggio dei tiranti mediante una piccola trave di legno sotterrata ad una certa profondità. Il tirante è legato alla trave mediante una biforcazione che distribuisce lo sforzo su tutta la lunghezza. In A, vista frontale, ed in B, vista laterale. Si noti l'inclinazione del tirante.

da quest'ultima, il cavo esce dal suolo già con la stessa inclinazione che presenta il complesso del tirante.

Gli isolatori che si usano per connettere ogni tratto di tirante col successivo sono del tipo a *sella*, di cui vediamo un esempio rappresentato alla **figura 9**: è anche illustrato l'impiego di tali isolatori. Questo tipo di isolatore è ottimo poichè, anche in caso di rottura dovuta ad una eccessiva tensione del cavo, l'intera struttura non risulta compromessa. Infatti, come si può notare nella figura, ad allacciamento ultimato i due tratti del cavo che si vogliono unire risultano, l'uno rispetto all'altro, in una posizione simile a quella di due anelli successivi di una catena.

Quando il cavo con cui si vogliono costruire i tiranti è di grosso diametro, l'operazione di ripiegatura successiva all'inserimento del cavo nell'apposita sede (foro o scanalatura sull'isolatore), è piuttosto lunga e difficoltosa, se effettuata a mano o con normali pinze. A questo proposito è vantaggioso usare il semplice attrezzo di cui alla figura 9. Si tratta di una semplice piastra di ferro o di acciaio, di discreto spessore, provvista di un foro di diametro superiore a quello del cavo del tirante, praticato nelle vicinanze di un estremo. Dopo aver fatto passare il cavo nell'apposito foro o scanalatura sull'isolatore, si eseguono grossolanamente a mano, o con una pinza, uno o due giri di fissaggio, e poi si passa il terminale del cavo attraverso il foro dell'attrezzo di cui si è detto. E' poi facile, ruotando quest'ultimo nel senso indicato in figura dalla freccia, ottenere una giuntura meccanica perfetta, con la tensione voluta.

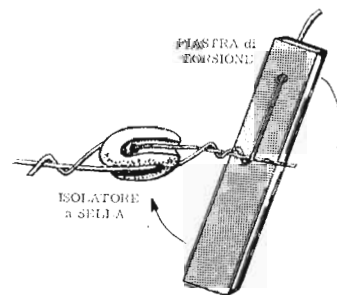



Fig. 9 - Metodo per il fissaggio della corda di acciaio ad un isolatore a sella. La piastra di torsione consente di avvolgere il filo su se stesso, assicurando al sistema la massima solidità.

L'ottenimento di una buona tensione meccanica dei tiranti è assolutamente indispensabile, se si vuole che la struttura portante dell'antenna rimanga ben salda anche in caso di vento. Pertanto, oltre ad eseguire le giunte come prima detto, si introducono talora delle viti tendi filo. Queste sono peraltro indispensabili solo nel caso in cui i tiranti debbano sostenere pali o tralicci molto alti, di altezza cioè superiore ai 15 metri.

Carrucole e corde

Abbiamo visto come il migliore sistema per fissare le antenne orizzontali ai supporti relativi, siano essi pali o alberi, sia quello che ricorre ad una corda libera di scorrere su una carrucola, unita ad un estremo con l'antenna, ed all'altro con un contrappeso. La scelta

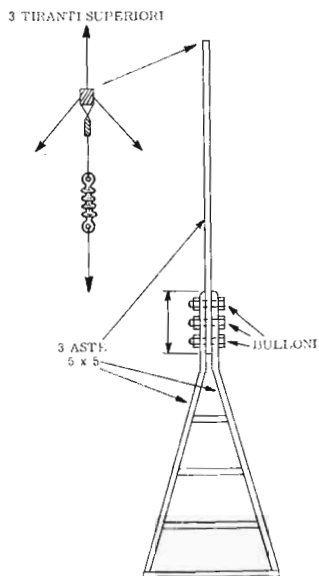



Fig. 10 - Esempio di traliccio ad « A ». Il supporto superiore è fissato a quello inferiore mediante tre bulloni. In alto, a sinistra, è illustrato il medesimo traliccio visto dall'alto. Si noti la disposizione dei tiranti, e la direzione del conduttore di antenna, fissato tramite il solito isolatore in ceramica.

della corda è in certo qual modo critica, dato che lo attrito provocato dal continuo scorrimento lungo la carrucola, e la corrosione ad opera delle intemperie, richiedono l'impiego di materiali particolarmente resistenti. I cavi metallici non sono adatti, sia perchè troppo rigidi, anche se costituiti da treccia, sia perchè potrebbero entrare in risonanza, disturbando il funzionamento dell'antenna. Le corde in « nylon » sono forse la migliore soluzione, dato che, per la loro notevole resistenza, possono essere usate anche per anni prima di dover essere sostituite. Esse risultano tuttavia piuttosto co-

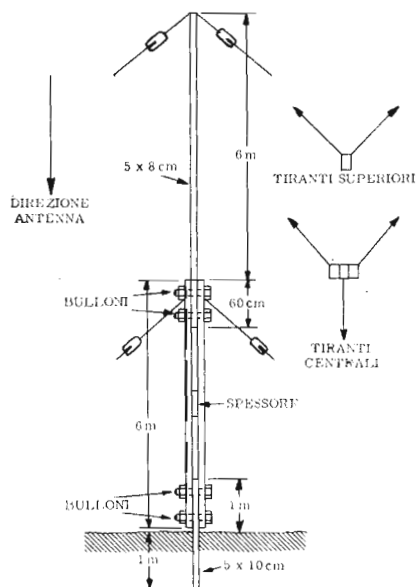



Fig. 11 - Altro tipo di traliccio di realizzazione più semplice. Le due aste inferiori, opportunamente distanziate, trattengono il supporto superiore ed il segmento inferiore che deve essere interrato. Verso la metà dell'altezza vengono fissati tre tiranti, e, sulla sommità, ne vengono fissati due, opposti all'antenna.

stose, e per questo si utilizzano spesso corde del tipo comune, che devono però essere opportunamente impermeabilizzate. La durata di queste corde supera i due anni, ed è bene una verifica periodica del loro stato, se si vuole evitare una rottura improvvisa con conseguente caduta dell'antenna.

Per quanto riguarda le carrucole, sono molto usati i tipi in ferro galvanizzato, i quali hanno però una durata limitata, specialmente in zone umide o costiere. In questi casi, è preferibile usare carrucole in legno duro, con dischi laterali e supporti in bronzo. Una buona lubrificazione è essenziale, se si vuole evitare una usura prematura. Si può ricorrere, con ottimi risultati, a grasso minerale, mentre sono da evitarsi tutti i tipi di olii.

Nei confronti del contrappeso, non sono necessarie avvertenze particolari. Esso può essere costituito da un blocco di cemento, provvisto di anello metallico di agganciamento, come pure da un blocco metallico, ad esempio di piombo. I materiali ferrosi sono da evitarsi a causa della ruggine. Il peso deve essere adeguato a quello del conduttore che costituisce l'antenna, in modo da renderlo sufficientemente teso, ma senza eccessivo sforzo. Per ragioni di sicurezza, è bene che il contrappeso si trovi di poco al di sopra del suolo, e che sia agganciato molto solidamente. Per questa ragione è da evitarsi l'uso di pietre come contrappesi, dato che la legatura di queste è quasi sempre un po' problematica.

Tralicci

Non sempre i pali di tipo telegrafico sono reperibili. Inoltre, essi sono solo per altezze non superiori ai 12 metri. In molti casi, si preferisce ricorrere a strutture a traliccio, fissate mediante tiranti. Tali strutture, di cui vediamo due esempi alle **figure 10** e **11**, si possono costruire con aste in legno di media sezione, risultando pertanto leggere e facili da installare.

Il più semplice tipo di traliccio è quello di figura 10: esso è indicato per altezze di 10 o 12 metri, ed è denominato, data la sua particolare forma, traliccio ad « A ». Le aste necessarie alla sua costruzione sono in legno, e possono avere, ad esempio, una sezione quadrata di 5 cm di lato. La parte superiore, ad asta unica, ha un'altezza di 6 o 7 metri; alla sua sommità sono fissati tre tiranti di tipo normale, disposti a 120° tra di loro. Uno di questi è bene sia disposto in direzione esattamente opposta a quella dell'antenna, onde bilanciarne la trazione.

Anche il traliccio di figura 11 è abbastanza robusto, facile da costruire e poco costoso. E' adatto per altezze di circa 12 m, ed è costituito da due sezioni. Quella superiore è una semplice asta in legno, da 5 x 8 cm di sezione, ed è fissata tra due aste dello stesso tipo, costituenti la sezione inferiore, mediante bulloni. La distanza tra queste due aste è mantenuta costante a mezzo di due spaziatori, uno al centro ed uno in basso. Quest'ultimo, di sezione maggiore, (ad esempio 5 x 10 cm), viene infisso nel suolo fino a circa 1 metro di profondità, per assicurare una maggiore stabilità.

I tiranti per questo traliccio sono complessivamente cinque, disposti a due diverse altezze. Tre vanno ad agganciarsi a metà altezza, in modo simmetrico, mentre i due superiori sono disposti dissimmetricamente, come indicato in figura. Questi ultimi hanno lo scopo di esercitare una trazione prevalente in direzione opposta a quella dell'antenna.

AVVISO a tutti i lettori

Dal 6 al 20 Agosto prossimi i ns. Uffici resteranno **chiusi per ferie.**
Durante tale periodo (per 2 settimane dopo il N° 44) **non usciranno i fascicoli del «Corso».** Col N° 45 – che sarà posto in distribuzione il 26 Agosto p. v. – riprenderà la frequenza settimanale, sino al **N° 52**, ultimo Numero previsto.
L'ultimo fascicolo del «Corso di RADIOTECNICA» recherà anche l'«errata-corrige» e gli Indici.

SIAMO LIETI DI ANNUNCIARE ORA CHE, COME LOGICO SEGUITO AL CITATO « Corso » SARA' PUBBLICATO, SETTIMANALMENTE IL

corso di TELEVISIONE

con costruzione di un televisore

QUANTO PRIMA ESPORREMO AMPI DETTAGLI RELATIVI A QUESTO NUOVO PERIODICO CHE — POSSIAMO GIA' AFFERMARLO SIN D'ORA — NON HA RISCONTRO PER RICCHEZZA DI CONTENUTO, CHIAREZZA DI ESPOSIZIONE E PRATICITA' DI RISULTATI CON NESSUN'ALTRA INIZIATIVA DEL GENERE, SIA A CARATTERE SCOLASTICO CHE A CARATTERE EDITORIALE.

— Creare suoni che non esistono nella realtà! Ecco una cosa possibile a tutti i possessori di un registratore magnetico, seguendo le tecniche illustrate in un articolo sui **trucchi sonori alla portata degli amatori.** Potrete così creare degli effetti sonori originali ed artistici, oppure semplicemente curiosi e divertenti, che renderanno molto più attraenti le vostre registrazioni.

— Sempre quanti si interessano della registrazione magnetica su nastro, nella nuova rubrica **Parole e suoni** troveranno le risposte ai quesiti che essi stessi vorranno sottoporre.

— Ancora nel campo della Bassa Frequenza, viene illustrato un metodo semplice e facile per ottenere il **bilanciamento degli stadi finali in controfase.**

— Ai tecnici di laboratorio interesserà un articolo dedicato alla **fotometria** ed ai metodi per la misura della luminanza dello schermo dei tubi a raggi catodici.

— Gli indicatori ottici, di qualunque tipo essi siano, sono presenti in moltissime apparecchiature elettroniche in quanto consentono di accertare visivamente lo stato di funzionamento dei circuiti. In questo articolo vengono descritti il funzionamento e le applicazioni dei **thyratron indicatori**, un tipo particolare di valvola a gas a catodo freddo le cui caratteristiche elettriche ne fanno il componente più versatile per l'applicazione anzidetta.

— I diversi problemi connessi con l'ottenimento di una buona **linearità orizzontale nei televisori a 110°** sono oggetto di un articolo dedicato in particolare al videoriparatore.

— Telefonare con la luce! A questo si giungerà modulando ed amplificando la luce prodotta da un nuovo dispositivo chiamato **Laser.** Il funzionamento del Laser viene esaurientemente descritto in modo piano ed accessibile a tutti.

— Viene pubblicata la II Parte di un articolo sul **Progetto di stadi a transistori per radioricevitori.** Il tecnico progettista vi troverà esposte, in modo eminentemente pratico, le norme più importanti da seguire.

— L'apparecchio è riparabile subito? Quanto costa la riparazione? Sono questi i due soli quesiti che interessano il proprietario di un televisore guasto, e che esigono una pronta ed esatta risposta da parte del tecnico. Viene qui esposto un metodo per **la diagnosi dei guasti di un televisore presso il domicilio del cliente**, in modo da ottenere quegli elementi che consentono di rispondere ai quesiti posti.
E' compresa una tabella ove sono esposti sinteticamente 20 probabili guasti, con indicazione dei sintomi, del punto probabile del guasto e dei controlli da effettuare.

— Tabella di sostituzione delle valvole riceventi con i tipi RCA prodotti in Italia dalla ATES.

Completano il fascicolo le abituali rubriche, e cioè un notiziario relativo ad avvenimenti riguardanti la tecnica elettronica, da tutto il mondo; una recensione di libri e opuscoli; gli avvisi gratuiti a disposizione di tutti i lettori; un esame tecnico di apparecchiature del commercio; un breve riassunto di articoli importanti di riviste estere, ecc. ecc.

Qualche cenno sul fascicolo N. 102 della rivista mensile « RADIO e TELEVISIONE » posta in distribuzione recentemente. Chiedetela all'edicola (lire 300) o abbonatevi a 12 numeri (lire 3060).

GELOSO

COMPONENTI PER IMPIANTI ALTA FEDELTA'

AMPLIFICATORE ALTA FEDELTA' G 203 - HF

Risposta lineare 20 ÷ 20.000 Hz - Potenza d'uscita 7 ÷ 11 watt - Distorsione totale inferiore all'1% a piena potenza - 2 circuiti d'entrata, per pick-up piezo o a riluttanza variabile - Controlli di tono indipendenti per alte e basse frequenze - impedenze d'uscita da 3 a 24 ohm - Alimentazione con c.a. 100 ÷ 250 volt - Dimensioni cm 33 x 18 x 19 - Peso kg 6,500
Lire 30.500

COMPLESSO FONOGRAFICO MONOFONICO ALTA FEDELTA' N. 3003

4 velocità con pick-up piezoelettrico - Larga banda di risposta L. 16.000

COMPLESSO FONOGRAFICO STEREOFONICO N. 3005

4 velocità con pick-up piezo per dischi stereo e monoaurali L. 19.000

TRASFORMATORE D'USCITA ALTA FEDELTA' Mod. 5431 - HF

Potenza max. 20 watt (distorsione 1%) - da 30 a 20.000 Hz - Risposta : ± 1 dB da 30 a 40.000 Hz - Induttanza primario 10 henry — Impedenza 5.000 ohm - 1° e 2° secondario : 3 ÷ 4; 4,5 ÷ 5,5; 6 ÷ 8; 12 ÷ 16; 15 ÷ 19; 18 ÷ 24 ohm - 3° secondario: 250 ohm (uscita a tensione costante 70 volt)
Lire 15.000

ALTOPARLANTE BIFONICO ALTA FEDELTA' SP303/ST

Risposta 30 ÷ 18.000 Hz - impedenza 16 ohm - Filtro discriminatore incorporato - Diametro max. mm 30 - Peso kg. 2.150 . . L. 12.000

ALTOPARLANTE A LARGA BANDA SP301/ST

per frequenze basse e medie negli impianti ad Alta Fedeltà - Risposta 30 ÷ 9.000 Hz - Impedenza 5 ohm - Diametro max. mm 300 - Peso kg. 2.000 . . . . L. 6.000

ALTOPARLANTE A LARGA BANDA SP251/ST

per frequenze basse e medie negli impianti ad Alta Fedeltà - Risposta 50 ÷ 10.000 Hz - Impedenza 5 ohm - Diametro max. mm 253 L. 4.600

ALTOPARLANTE PER FREQUENZE ALTE ED ALTISSIME SP92/ST

Risposta 2000 ÷ 15.000 Hz - impedenza 5 ohm - Deve essere usato in serie ad un condensatore a carta da 1 μF/150 V. . . . . . L. 1.750

GELOSO S.p.A. - MILANO (808) - Viale Brenta, 29

Per altri tipi di amplificatori, trasformatori d'uscita e componenti Alta Fedeltà, stereo o monoaurali, richiedere il « Bollettino Tecnico Geloso » N. 78 - 79 dedicato alla B.F.

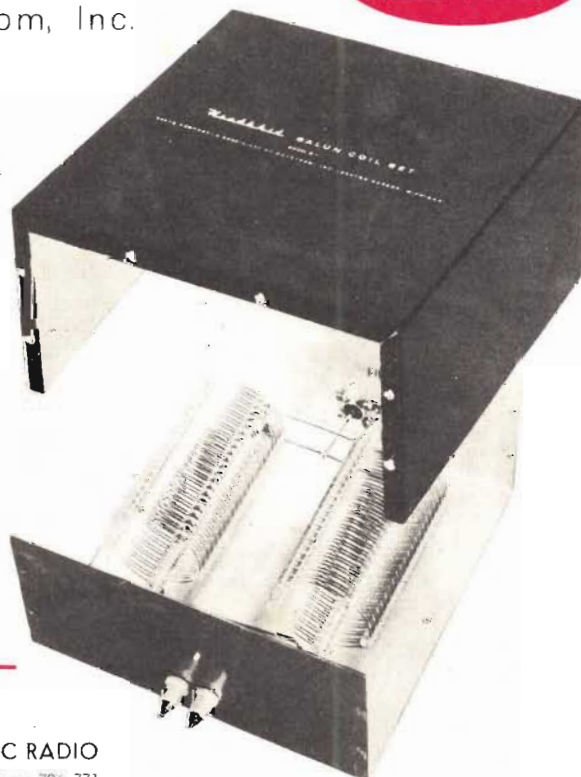
HEATHKIT

HEATH COMPANY

a subsidiary of Daystrom, Inc.

KIT

MODELLO B-1

Il modello Heathkit B-1 è costituito da una coppia di bobine per l'adattamento delle linee asimmetriche (cavi coassiali) con linee simmetriche a 75 ed a 300 ohm di impedenza caratteristica.
Questa realizzazione permette di adattare l'uscita asimmetrica di complessi trasmittenti con linee bilanciate impiegate per l'alimentazione di dipoli, dipoli ripiegati e con qualsiasi altro tipo di antenna ad alimentazione simmetrica.
Il « Balun Coil » è costituito da bobine bifilari, che possono essere usate con trasmettitori e con ricevitori senza per questo dover operare alcuna regolazione; è questo nella gamma di frequenze 3,7 ÷ 30 MHz (80 ÷ 10 m.) ed in presenza di una potenza massima di 200 Watt.

RAPPRESENTANTE GENERALE PER L'ITALIA

P.zza 5 GIORNATE 1
Telefoni: 795.762 - 795.763

Agenti esclusivi di vendita per:

LAZIO - UMBRIA - ABRUZZI . . Soc. FILC RADIO
Piazza Dante, 10 - ROMA - telefono 736.771

EMILIA - MARCHE . . . . Ditta A. ZANIBONI
Via Azzogardino, 2 - BOLOGNA - telefono 263.359

VENETO . . . . Ditta E. PITTON
Via Cavallotti, 12 - PORDENONE - tel. 2244

corso di RADIOTECNICA

pubblicazione settimanale - 29 luglio - 5 agosto 1961 - un fascicolo lire 150 43° numero

corso di
RADIOTECNICA

settimanale a carattere culturale

Direzione, Amministrazione, Pubblicità:
Via dei Pellegrini 8/4 - Telef. 593.478

MILANO

Ogni fascicolo — contenente 3 lezioni — costa lire 150, acquistato alle edicole.

Se l'edicola risulta sprovvista, o si teme di rimanere privi di qualche numero, si chieda invio settimanale direttamente al proprio domicilio a mezzo abbonamento.

Il versamento per ricevere i 52 fascicoli costituenti l'intero Corso è di lire 6500 + I.G.E. = lire 6630. A mezzo vaglia postale, assegno bancario, o versamento sul conto corr. postale 3/41.203 del « Corso di RADIOTECNICA » - Via dei Pellegrini 8-4 - Milano. In ogni caso, scrivere in modo molto chiaro e completo il proprio indirizzo.

L'abbonamento può essere effettuato in qualsiasi momento; si intende comprensivo delle lezioni pubblicate e dà diritto a ricevere tali lezioni, che saranno inviate con unica spedizione.

Estero: abbonamento al Corso, Lit. 8.500. ($ 15). Numeri singoli Lit. 300 ($ 0,50).

Per i cambi di indirizzo durante lo svolgimento del Corso, unire lire 100, citando sempre il vecchio indirizzo.

Fascicoli singoli arretrati — se disponibili — possono essere ordinati a lire 300 cadauno.

Non si spedisce contrassegno.

Distribuzione alle edicole di tutta Italia: Diffus. Milanese . Via Soperga, 57 - Milano.

Direttore responsabile: Giulio Borgogno.

Autorizzaz. N. 5357 - Tribunale di Milano.

Stampa: Intergrafica S.r.l. - Cologno Monzese.

La Direzione non rivende materiale radio; essa può comunicare, se richiesta, indirizzi di Fabbricanti, Importatori, Grossisti ecc. in grado di fornire il necessario ed ai quali il lettore può rivolgersi direttamente.

Alla corrispondenza con richiesta di informazioni ecc. si prega allegare sempre il **francobollo per la risposta.**

Parte del testo e delle illustrazioni è dovuta alla collaborazione del Bureau of Naval Personnel, nonchè al Dept. of the Army and the Air Force - U.S.A.

A chi può essere utile questo Corso? Anzitutto — stante la sua impostazione — il Corso, basato sull'esposizione in forma a tutti accessibile, della radiotecnica, dai suoi elementi basilari alla evoluzione più recente, rappresenta la forma ideale per tutti coloro che intendono dedicarsi all'elettronica, sia come forma ricreativa sia — soprattutto — per l'acquisizione di una professione specializzata che possa procurare loro una posizione di privilegio in seno alla società odierna.

Anno per anno, la nostra civiltà si indirizza sempre più verso questa meravigliosa, si potrebbe dire fascinosa, elettronica, che nel modo più evidente consente sviluppi impensati, progressi grandiosi e una rapida evoluzione di tutti gli altri rami dello scibile che essa tocca e influenza.

L'industria, tutta l'industria, nel senso più ampio, da quella elettrotecnica a quella meccanica, alla metallurgica, alla chimica ecc., con i suoi laboratori di ricerca e le sue fabbriche richiede, e richiederà sempre più, con un ritmo rapidamente crescente, tecnici specializzati con conoscenza dell'elettronica, tecnici specificatamente elettronici e persino operai e impiegati di ogni ordine e categoria con cognizioni di elettronica.

Si può dire che anche le branche commerciali, quelle dei trasporti e persino quelle amministrative con le recenti introduzioni delle calcolatrici, abbisognano di personale che conosca i principi dell'elettronica, le macchine relative, il loro pieno sfruttamento, la eventuale riparazione ecc. e, quanto più in modo completo, quanto meglio.

Nasce, da una tale situazione, una logica conseguenza: per la scelta di una professione o di un mestiere, per un miglioramento della propria posizione sociale, per l'intrapresa di una libera attività o anche per la sola acquisizione di cognizioni che indubbiamente verranno oltremodo utili, è quanto mai opportuno riflettere se non sia conveniente dedicare un po' di tempo allo studio di questa scienza che ha tra l'altro il pregio di rendersi immediatamente attraente, concreta, accessibile e foriera di moltissime soddisfazioni.

A questo scopo appunto, e con questi intenti, è stato redatto questo Corso.

Non mancano invero altri corsi (specie per corrispondenza) o scuole di radiotecnica, nè mancano (sebbene siano in numero del tutto inadeguato) scuole statali o pareggiate ma la struttura e l'impostazione che caratterizzano queste 156 lezioni sono alquanto particolari, presentando non pochi vantaggi sulle diverse altre forme di cui si è detto.

Anzitutto vogliamo porre in evidenza **il fattore economico.**

Frequentare regolarmente, durante tutto l'anno, una scuola è certo il modo più logico — anche se non il più rapido — per apprendere ma, tralasciando il fatto che rarissimi sono gli Istituti di radiotecnica, è a tutti possibile dedicarsi esclusivamente, e per l'intero anno, allo studio? Noi riteniamo che chi può farlo costituisca oggi assai più l'eccezione che la regola. Ciò significa infatti poter disporre liberamente del proprio tempo senza avere la necessità di un contemporaneo guadagno: il nostro Corso permette a chiunque di studiare a casa propria, nelle ore libere dal lavoro, senza abbandonare o trascurare quest'ultimo. Ciò caratterizza invero anche altri corsi, ma il vantaggio economico diviene notevole ed evidentissimo se si considera che di fronte all'esborso, anche se rateale, di quasi 80.000 lire che i corsi per corrispondenza richiedono, seguendo il nostro Corso la spesa in un anno risulta di poco più di 7500 lire (150 lire alla settimana presso un'edicola) o di 6630 lire totali, con recapito postale, settimanale, delle lezioni a domicilio.

E' superfluo dire che la Modulazione di Frequenza, i transistori, i circuiti stampati, la trasmissione, il telecomando ecc. sono argomenti integrali del Corso e non costituiscono motivo di corsi speciali, aggiunti o particolari.

Le lezioni di questo Corso — a differenza di molte altre — non sono stampate con sistemi di dispensa, a ciclostile, o con sistemi più o meno analoghi, derivanti cioè da un originale battuto a macchina da scrivere; esse sono stampate in uno stabilimento grafico, con chiari caratteri tipografici da cui deriva una assai più agevole lettura e — fattore certamente di non secondaria importanza — un contenuto molto più ampio, corrispondendo una pagina a stampa a tre o quattro pagine di quelle citate. Il lettore avrà, alla fine del Corso, un volume di ben 1248 pagine di grande formato!

Chiunque, indipendentemente dall'età, dalla professione e dalle scuole compiute **può seguire il Corso.** Alle esposizioni teoriche si abbinano numerose, attraenti, istruttive ed utili descrizioni che consentono la realizzazione di ricevitori, amplificatori, strumenti vari e persino di trasmittenti su onde corte.

A questo proposito è sintomatico il fatto che la Direzione non vuole assolutamente assumere la fisionomia di un fornitore o commerciante di materiale radio, rivendendo agli allievi le parti necessarie. Il materiale occorrente l'interessato può acquistarlo dove e come meglio crede e, assai spesso anzi, già ne dispone. Viene così evitato l'acquisto forzoso, caratteristico più o meno di tutti gli altri corsi.

Anche chi è già radiotecnico, anche chi ha seguito o segue altri corsi troverà il massimo tornaconto in questo completo ed aggiornato lavoro. Molte nozioni, è logico, saranno note, altre un po' meno e sarà utile rinfrescarle, e il tutto infine costituirà un manuale di consultazione, prezioso tanto per la teoria esposta quanto per i numerosi schemi, per le tabelle, per i grafici, gli elenchi, i dati, il vocabolario dei termini ecc.

Concludendo, si può affermare che questo **Corso di Radiotecnica** oltre che come insegnamento graduale si presenta come **enciclopedia e rivista assieme** ciò che permette di formare — con modestissima spesa — **il più completo, ricco, utile e pratico volume di radiotecnica di cui sia dato oggigiorno disporre.**

I TRASMETTITORI

Le comunicazioni via radio dipendono, ovviamente, dalla possibilità di produrre e di irradiare onde elettromagnetiche. Queste onde, che si spostano attraverso lo spazio, come abbiamo detto più volte, alla velocità della luce, portano l'informazione che si vuole trasmettere fino al ricevitore. Le onde elettromagnetiche destinate alle comunicazioni radio vengono prodotte mediante quell'assieme di apparecchiature che costituisce il « trasmettitore ». Si tratta, in sintesi, di un generatore di tensioni alternate ad Alta Frequenza, ottenute mediante circuiti oscillanti impieganti valvole elettroniche, e di amplificatori delle tensioni stesse. I circuiti oscillanti, o per meglio dire oscillatori, sono sintonizzabili, ossia producono segnali di una ben determinata frequenza (frequenza di trasmissione) cui corrisponde la massima irradiazione di potenza da parte dell'antenna.

Come abbiamo visto da poco, per irradiare con la massima efficacia un segnale a radiofrequenza, un'antenna deve presentare dimensioni determinate, ed in particolare una lunghezza pari ad un multiplo del quarto della lunghezza d'onda sulla quale si vuole trasmettere. La lunghezza d'onda, ricordiamo, si può calcolare facilmente, nota la frequenza, mediante la formula:

$$\lambda = \frac{300}{F}$$

dove λ è la lunghezza d'onda in metri, corrispondente alla distanza, nello spazio, tra due creste d'onda successive, ed F è la frequenza di trasmissione, in MHz.

Incidentalmente, facciamo notare che, poichè le dimensioni dell'antenna diminuiscono col diminuire della lunghezza d'onda, i sistemi radianti possono essere realizzati con maggiore facilità e con più elevato rendimento sulle frequenze più alte. Una trasmissione a 20 kHz richiede, ad esempio, come si può calcolare mediante la formula precedente, un'antenna della lunghezza di quasi 4 km: a 30 MHz, tale valore minimo (corrispondente ad un quarto della lunghezza d'onda) scende a 2,5 m. Le trasmissioni radio giungono attualmente anche a frequenze di 10.000 MHz, corrispondenti ad una lunghezza d'onda di 3 cm, e già si sperimentano frequenze di trasmissione superiori.

Tipi di onde radio

Consideriamo un semplice tipo di onda radio al momento della sua emissione, come si vede alla **figura 1**. Ivi è rappresentato schematicamente il processo di trasmissione di un'**onda persistente**. Un'onda persistente è un segnale a radiofrequenza perfettamente sinusoidale, privo di qualsiasi modulazione, sia di ampiezza che di frequenza o di fase. Se viene usato come antenna un conduttore disposto verticalmente, il campo irradiato è costituito da linee di forza elettriche verticali e da linee di forza magnetiche orizzontali. Entrambe queste linee di forza — abbiamo visto — sono perpendicolari alla direzione di propagazione (figura 1-**A**).

Se la frequenza di trasmissione è di 1 MHz, la lunghezza d'onda è di 300 m, e quindi la distanza tra due creste d'onda successive, indicate coi punti A e C in figura 1-**B**, è appunto di 300 m. L'onda persistente conserva in tutti i picchi (A e B e successivi) la medesima ampiezza. In ciascun punto dello spazio, il valore dei suoi campi, elettrico e magnetico, varia periodicamente in funzione del tempo, secondo un andamento sinusoidale.

L'onda persistente, così com'è, non serve alla trasmissione radio, in quanto non contiene alcun segnale di informazione. Essa, tuttavia, risulta utile per applicazioni speciali, quali ad esempio il radar. Perchè una onda a radiofrequenza contenga un'effettiva informazione occorre, in linea di massima, che essa venga modulata. Già abbiamo esaminato, alla lezione 61ª, i tre sistemi classici di modulazione, ossia di ampiezza, di frequenza e di fase. Dobbiamo far presente però che un'onda può essere utilizzata anche senza essere modulata per trasmettere messaggi a distanza: è sufficiente far durare l'emissione per brevi tempi convenzionali (punti e linee); applicare cioè l'alfabeto (Morse) utilizzato dal telegrafo. Si dice **manipolazione** (a mezzo tasto) l'operazione di interruzione effettuata a questo fine. Del come si possa agire in un trasmettitore per la manipolazione della « grafia », e della modulazione vera e propria applicata alle emittenti, diremo diffusamente nella lezione prossima.

TRASMETTITORI AD ONDE PERSISTENTI

Trattiamo ora, innanzi tutto, del trasmettitore visto come generatore di onde persistenti, dato che esso, privo della sezione di modulazione, rappresenta l'emittente vera e propria: il modulatore e gli alimentatori rientrano nella tecnica loro particolare da noi già analiticamente esaminata.

Uno schema a blocchi del trasmettitore è rappresen

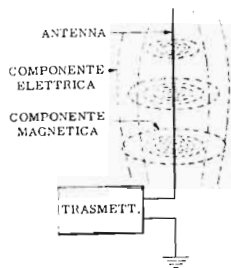



Fig. 1-A Campo magnetico ed elettrico emessi da un'antenna verticale. Si notino le relative direzioni, ortogonali tra loro.

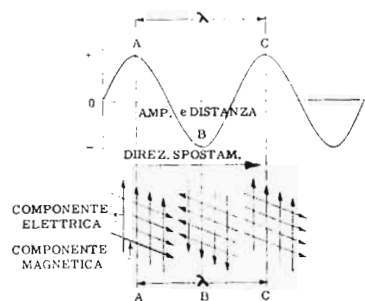



Fig. 1-B - Rappresentazione di un'onda persistente. In A, B e C (picchi), si ha la massima intensità dei due campi.

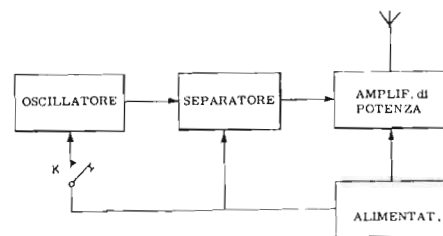



Fig. 2 - Schema a blocchi di un trasmettitore per telegrafia. Non si ha modulazione, e la portante viene interrotta dall'apertura del tasto, che toglie l'alimentazione all'oscillatore. Mediante questo sistema di « manipolazione », è possibile trasmettere qualsiasi informazione secondo un apposito codice.

tato alla **figura 2**. Il generatore di oscillazione ad Alta Frequenza è indicato col termine di « oscillatore ». Il tasto, *K*, serve ad interrompere temporaneamente il circuito, onde consentire il sistema di trasmissione di segnalazioni secondo il codice telegrafico. Lo stadio « separatore » è un amplificatore di potenza in classe C, il cui circuito di placca è sintonizzato sulla frequenza di trasmissione.

In molti casi, specialmente quando lo stadio oscillatore è del tipo a cristallo e per frequenze alte, è più opportuno, per ragioni di stabilità di cui parleremo più avanti, che la frequenza di oscillazione sia sottomultipla (vale a dire più bassa) di quella di trasmissione. Si adotta allora, dopo lo stadio oscillatore, uno stadio amplificatore in classe C che distorce il segnale, provocando un'alta percentuale di armoniche superiori. Accordando il circuito di uscita di detto stadio su di una frequenza multipla di quella di ingresso, si può irradiare sulla frequenza armonica accordata. E' possibile anche ripetere questo procedimento con più stadi in cascata, ed ottenere in ultimo una frequenza di emissione notevolmente più elevata di quella di oscillazione.

Supponiamo, ad esempio, di voler utilizzare una frequenza di trasmissione di 240 MHz. La massima frequenza ottenibile vantaggiosamente da un circuito oscillatore a quarzo si aggira sui 10 MHz, e pertanto, si potrà adottare uno stadio oscillatore funzionante su questa frequenza. Esso sarà seguito dalla sezione di separazione e moltiplicazione, costituita da più stadi amplificatori in classe C. Il primo di questi stadi avrà un circuito di carico accordato sulla frequenza di 40 MHz, ossia sulla quarta armonica del segnale di ingresso. Un successivo stadio, dello stesso genere, sarà accordato sui 120 MHz, e quindi fornirà, all'uscita, la terza armonica del suo segnale di ingresso. Con l'ultimo stadio, infine, si opererà una moltiplicazione di frequenza per due, e si otterrà la frequenza necessaria di 240 MHz, da irradiare.

La funzione degli stadi ora esaminati è, per così dire, duplice: essi moltiplicano la frequenza e possono essere definiti perciò *stadi moltiplicatori*, ma, nello stesso tempo, separano l'oscillatore dal carico finale, per cui si ha anche funzione di separazione. Allorchè necessita solo quest'ultima funzione, lo stadio è detto *separatore*. In molti trasmettitori, funzionanti su frequenze non elevate, l'oscillatore produce un segnale di frequenza pari a quella di trasmissione, e lo stadio eventualmente presente tra esso e l'amplificatore di potenza, funge appunto solo da separatore. Ciò, allo scopo di evitare che le eventuali variazioni del carico del trasmettitore possano avere influenza sulla frequenza di oscillazione, che deve essere il più possibile stabile.

Lo stadio finale è, anch'esso, un amplificatore in classe C, e viene pilotato dal segnale presente all'uscita del separatore. Successivamente, i brevi e forti impulsi di corrente che percorrono tale stadio vengono trasformati in segnali perfettamente sinusoidali, a forte tensione, ad opera del circuito di carico, sintonizzato sulla frequenza fondamentale di trasmissione. Da questo circuito, quasi sempre mediante un accoppiamento induttivo, l'energia a radiofrequenza è trasferita a mezzo della linea di trasmissione, all'antenna.

Il circuito oscillatore a cristallo

Uno dei più gravi problemi inerenti la progettazione dei trasmettitori riguarda la stabilità della frequenza di trasmissione. Infatti, la deriva di frequenza cui è soggetto, inevitabilmente, un normale circuito oscillante (in particolar modo per il mutare dei valori del circuito oscillatore in seguito a variazioni conseguenti al funzionamento) determina due gravi inconvenienti. Innanzitutto, vi è il pericolo di invadere, con la trasmissione, un canale adiacente, con conseguente interferenza; in secondo luogo, è da rilevare che detta instabilità di frequenza richiede continui ritocchi nella sintonizzazione dei ricevitori in ascolto dell'emissione.

La frequenza di oscillazione di un circuito ha la tendenza a spostarsi, oltre che per la causa già accennata (riscaldamento), anche in seguito a variazioni nel carico. Abbiamo già visto come si può provvedere a quest'ultimo inconveniente. Per evitare invece la variazione dovuta a mutamenti nel valore dei componenti, si ricorre a circuiti oscillatori a quarzo, che consentono una stabilità notevole. Anche questi circuiti sono, per altro, soggetti, sebbene in proporzioni inferiori, al fenomeno della deriva termica: è quindi necessaria, a volte, una stabilizzazione termica del quarzo, ottenibile facilmente mediante un sistema di resistenze riscaldatrici e termostati.

Una limitazione degli oscillatori a quarzo è rappre-

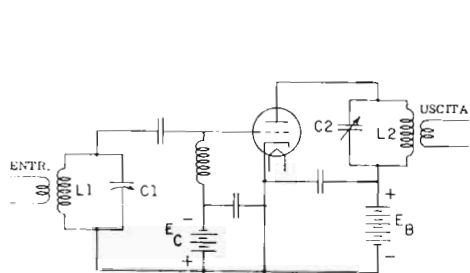



Fig. 3 - Esempio di stadio amplificatore o duplicatore di frequenza. L2 e C2, in caso di duplicazione, sono accordati sulla seconda armonica della frequenza di sintonia di L1 e C1. La valvola funziona in classe C.

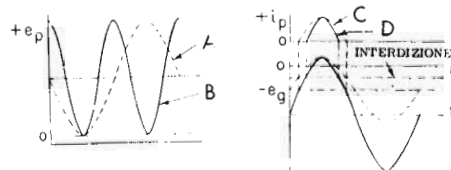



Fig. 4 - Caratteristiche di funzionamento dello stadio di cui alla figura 3. A = variazione di e_p (tensione placca) come amplificatrice in classe C; B = idem come duplicatrice; C = variazione di i_p (corrente placca) come amplificatrice; D = idem come duplicatrice; E = polarizzazione di griglia come amplificatrice; F = Idem come duplicatrice. Si noti il livello di polarizzazione corrispondente all'interdizione.

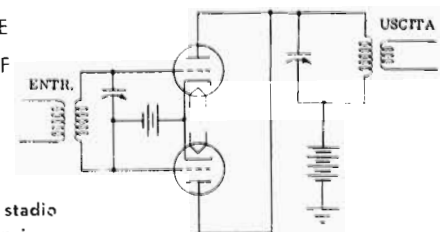



Fig. 5 - Circuito oscillante per armoniche dispari.

sentata, in certo qual modo, dalle dimensioni del cristallo. Si tratta di questo: come sappiamo, la frequenza di oscillazione di un cristallo dipende, in modo essenziale, dalle sue dimensioni, e queste ultime diminuiscono fortemente con l'aumentare della frequenza. Ne deriva che questa non può oltrepassare certi limiti, se si vogliono evitare le conseguenti imprecisioni, oltre alla rottura del cristallo in sede di oscillazione.

Lo stadio separatore

Esaminiamo qualche esempio di stadio separatore, sulla cui funzione abbiamo già detto.

Se il circuito di accordo di placca del separatore è sintonizzato sulla stessa frequenza del circuito di ingresso, lo stadio è un normale amplificatore in classe C. Sappiamo che, se lo stadio è invece accordato su di una armonica superiore, esso funziona anche come moltiplicatore di frequenza. Alla **figura 3** è indicato un esempio di stadio duplicatore di frequenza. Il circuito costituito da *L2* e *C2* è accordato su di una frequenza doppia rispetto a quella del circuito *L1* - *C1*. Se, ad esempio, *L1* ha una induttanza di 10 μH e *C1* una capacità di 25,3 pF, si calcola facilmente, mediante la formula che fornisce la frequenza d'accordo di un circuito *LC*, la frequenza di risonanza:

$$f = \frac{159}{\sqrt{L1 \times C1}} = \frac{159}{\sqrt{10 \times 25{,}3}} = 10 \text{ MHz}$$

Se anche la bobina di placca *L2* ha un'induttanza di 10 μH, e si vuole ottenere il raddoppio della frequenza, il condensatore *C2* dovrà essere, come è ovvio, ¼ di *C1*, ossia di capacità pari a circa 6,3 pF. Si può infatti verificare che, con tale capacità, si ottiene la frequenza esatta:

$$F = \frac{159}{\sqrt{L2 \times C2}} = \frac{159}{\sqrt{10 \times 6{,}3}} = 20 \text{ MHz.}$$

Nei circuiti moltiplicatori di frequenza, è opportuno che si verifichino le seguenti condizioni, illustrate alla **figura 4**:

1) Ampiezza notevole del segnale di ingresso, superiore a quella dei normali amplificatori in classe C.

2) Tensione negativa di polarizzazione maggiore di quella normalmente adottata in classe C.

3) Circuito di placca sintonizzato su una armonica superiore.

Come si può notare, le condizioni di funzionamento di tali stadi, benchè simili a quelle degli amplificatori in classe C, sono ancora più spinte, sicchè la corrente di uscita (D) assume un andamento quasi triangolare. L'onda di questa forma offre il vantaggio di essere particolarmente ricca di armoniche, e presenta pertanto, ai fini di questo impiego, un rendimento superiore.

Alcuni circuiti moltiplicatori sono adatti a fornire solo armoniche di ordine dispari; ciò per l'andamento della forma d'onda presente alla loro uscita. Come sappiamo, infatti, esistono forme d'onda che contengono soltanto armoniche dispari (ad esempio, l'onda quadra). Un circuito capace di fornire solo armoniche dispari, è quello indicato alla **figura 5**, costituito da 2 triodi, disposti con le placche collegate in parallelo.

L'amplificatore di potenza

L'ultimo stadio della sezione separatrice (il penultimo del trasmettitore) deve essere un amplificatore di potenza (sebbene relativamente bassa). E' necessario infatti che lo stadio finale sia pilotato da una certa potenza, dato che funziona in classe C, e quindi dissipa potenza durante i picchi positivi del segnale di ingresso, nel suo circuito di griglia. Premessa questa sua necessità di energia al circuito di griglia, esaminiamo ora lo stadio finale di potenza: esso è rappresentato alla **figura 6**. Si tratta, nell'esempio, di un triodo amplificatore in classe C atto a fornire un'amplificazione di circa 20 volte, se alimentato con tensione di placca dell'ordine di 1000 volt. La tensione di interdizione della valvola è, in queste condizioni:

$$e_{co} = \frac{-e_p}{\mu} = \frac{-1000}{20} = -50 \text{ volt}$$

La tensione di polarizzazione, e_0, è il triplo della tensione di interdizione e_{co}, ed ammonta perciò a — 150 volt.

La massima tensione del segnale a radiofrequenza applicato alla griglia è di 180 volt di picco. Pertanto, durante i picchi positivi del segnale d'ingresso, la ten-

Fig. 6 - Esempio di amplificatore di potenza in classe C. L'oscillatore è rappresentato dal generatore di c.a. che fornisce una tensione ad A.F. avente un valore di 180 volt di picco.

Fig. 7 - Funzionamento dello stadio di figura 6. Il segnale di uscita è costituito dai soli picchi positivi del segnale di ingresso.

Fig. 8 - Analisi del funzionamento del circuito di figura 6, mediante le relazioni tra tensioni e correnti. In alto a destra è rappresentata la variazione della tensione ai capi del circuito volano.

sione di griglia sale a 180 — 150 = +30 volt, rispetto al catodo, mentre durante i picchi negativi scende a — 180 — 150 = —330 volt.

Quando la tensione di griglia è al di sopra della soglia di interdizione della valvola, si ha un flusso di corrente di placca e, in corrispondenza dell'istante in cui la tensione di griglia sale a +30 volt, la corrente di placca è di 150 mA. Ciò si può notare alla **figura 7**. Il condensatore di accordo del circuito di carico, C4, si carica fino a raggiungere una tensione quasi pari a quella di alimentazione anodica, e precisamente fino a 950 volt. Durante questo processo di carica, il lato del condensatore C4 rivolto verso la placca diviene negativo, e quindi la tensione di placca di tale triodo scende a soli 1000 — 950 = +50 V; la **figura 8** illustra tale situazione. Quest'ultima tensione viene designata col termine e_{min}, e rappresenta il valore più basso, nell'intero ciclo, della tensione tra placca e catodo. Le relazioni tra tensione di placca, corrente di placca, tensione di pilotaggio sulla griglia, e tensioni e correnti nel circuito di carico, sono indicate dalle diverse curve della figura 8.

Il cosidetto «effetto volano» nel circuito di carico anodico fa in modo che, periodicamente, il condensatore muti di polarità, e continui il ciclo nella sua seconda semialternanza, anche quando la tensione di pilotaggio è scesa al di sotto della soglia di interdizione. La tensione di placca scende da +1000 volt ad un minimo di +50 volt, e successivamente sale ad un massimo di 1.950, per poi scendere a 1.000 volt, ed iniziare un altro ciclo.

In questo modo, il circuito di carico trasforma gli impulsi di corrente brevi ed intensi che percorrono il circuito di placca della valvola, in variazioni di corrente, e di tensione sinusoidali. Si può, in linea di massima, affermare che è il circuito sintonizzato vero e proprio a fornire il segnale da irradiare, mentre la valvola amplificatrice di potenza non serve altro che a controllare la potenza e la frequenza, inviando impulsi della frequenza esatta, che forniscono al circuito l'energia necessaria.

Si ha corrente di placca nella valvola solo per un terzo dell'intero ciclo: è durante questo periodo che l'energia viene fornita al circuito accordato. La tensione di placca e_p, è, quando scorre corrente nella valvola, al di sotto del valore della tensione anodica fornita dall'alimentatore, poichè il condensatore si carica con polarità opposta a quella di tale tensione. Risulta, infatti, $e_p = E_b - e_c$, dove e_c è la tensione ai capi del condensatore, ed E_b è la tensione di alimentazione. Pertanto, l'energia si sviluppa durante l'intervallo in cui la tensione di placca è minima, e si hanno perdite di potenza di valore minimo: un amplificatore finale in classe C, ben progettato, può dare un rendimento aggirantesi sul 70%.

La tensione di griglia diviene, durante un breve intervallo di ogni ciclo, positiva rispetto al catodo. Per ottenere il migliore rendimento, occorre che il minimo valore della tensione di placca sia eguale al massimo valore positivo che assume la griglia. In sostanza, mantenendo le notazioni precedenti, deve risultare $e_{min} = e_{max}$. Comunque, è meglio che e_{min} sia sempre di poco superiore ad e_{max}. Nell'esempio precedente, la minima tensione di placca era di 50 volt, contro i 30 volt della tensione massima di griglia. La ragione di ciò risiede nella possibilità che, se $e_{min} = e_{max}$, per i picchi positivi livemente più accentuati del normale, la valvola assuma una tensione positiva di griglia addirittura superiore a quella di placca. In tali circostanze, la corrente di griglia salirebbe a valori eccessivi; si otterrebbe, in tal caso, una diminuzione del rendimento ed un aumento delle perdite di griglia.

METODI di POLARIZZAZIONE

Molti dei metodi adottati nei trasmettitori per ottenere le necessarie tensioni di polarizzazione corrispondono a quelli tradizionali, usati anche nei ricevitori (si veda, in proposito, la lezione 52ª).

Dato che i trasmettitori devono essere adatti a fornire potenze di uscita notevoli, gli stadi di amplificazione che si incontrano in essi funzionano in classe B o in classe C. Questi stadi richiedono, possibilmente, la polarizzazione mediante resistenza di griglia.

Questo tipo di polarizzazione — come sappiamo — è interamente fondato sul fatto che, nelle citate classi di amplificazione, per un certo tratto di ogni ciclo del segnale di ingresso, la griglia diviene positiva rispetto al catodo, e conduce corrente, come abbiamo teste visto nel paragrafo precedente. Si comprende come questa tecnica di polarizzazione, per contro, non sia molto

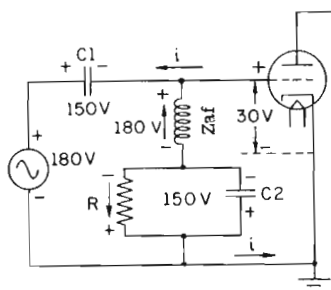



Fig. 9-A - Polarizzazione per falla di griglia. Si ha qui la massima polarizzazione positiva (+ 30 volt), e la corrente anodica è elevata.

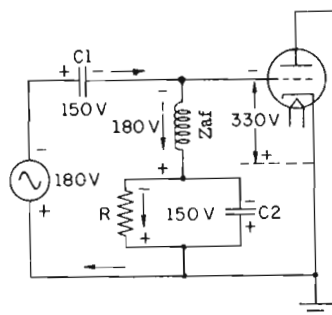



Fig. 9-B - In questo caso — invece — la polarizzazione ha il massimo valore negativo (— 330 volt), e la valvola è in interdizione.

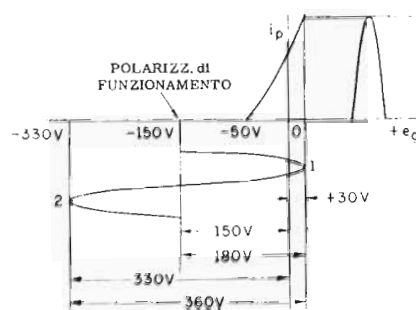



Fig. 10 - Segnali di placca e di griglia nel circuito di fig. 9-A e B. Si ha un segnale di uscita solo quando V_g è maggiore di — 50 V.

diffusa nei ricevitori, dato che in essi sono presenti esclusivamente stadi di amplificazione senza corrente di griglia.

Alla **figura 9** è indicato un circuito polarizzato mediante resistenza di griglia. Si suppone che il triodo operi in classe C, con un segnale di pilotaggio di 360 volt picco a picco, ed una tensione di polarizzazione di —150 volt. Alla figura 9-**A** sono indicate le polarità e le ampiezze delle tensioni nel momento in cui la tensione di griglia è al suo massimo valore *positivo* rispetto al catodo. Le condizioni corrispondenti alla massima tensione *negativa* di griglia sono invece illustrate in **B**. Le forme d'onda del segnale di griglia e di placca, infine, sono indicate alla **figura 10**.

Il condensatore C1 ha lo scopo di impedire che la corrente di griglia percorra il circuito del generatore di segnali, che sta qui a simboleggiare lo stadio pilota. La corrente di griglia scorre nel circuito costituito dalla impedenza e dalla resistenza *R*, la quale, per questa ragione, assume ai suoi estremi una certa differenza di potenziale. La polarità di tale tensione è negativa dal lato della griglia, ed è quindi così come richiesta per la polarizzazione.

Nell'esempio citato, *R* è di 15 kohm e la corrente di griglia è di 15 mA. La tensione che si determina ai capi della resistenza è, pertanto, di 150 volt, come si richiede. Il condensatore C2 ha la funzione, essenziale, di rendere la corrente ad impulsi del circuito di griglia, in corrente pressochè continua, onde assicurare alla tensione di polarizzazione un valore stabilizzato. Si tratta, è evidente, di un condensatore di filtro, ad azione del tutto analoga a quella dei condensatori elettrolitici degli alimentatori: l'unica differenza è dovuta al fatto che la tensione ad impulsi da livellare è — in questo caso — a radiofrequenza, e risulta quindi sufficiente una capacità di filtro notevolmente inferiore.

Esaminiamo ora la funzione dell'impedenza per A.F. indicata con *Zaf*. Essa presenta una resistenza pressochè nulla alla corrente di griglia, mentre presenta una reattanza induttiva molto elevata rispetto al segnale a radiofrequenza proveniente dal generatore. Ai suoi capi si sviluppa, perciò, la tensione a radiofrequenza di ingresso dello stadio, considerando che i condensatori C1 e C2 hanno una capacità tale da presentare, alle radiofrequenze, una reattanza trascurabile.

Nel circuito di figura 9-A, la griglia conduce, e la tensione presente su tale elettrodo è di +30 volt. Durante gli istanti in cui la corrente di griglia fluisce, C1 si carica a 180 —30 = 150 volt, e la bassa impedenza del circuito griglia-catodo scarica la corrente di griglia a massa, attraverso *R* e l'impedenza. Nello stesso periodo, C2 si carica attraverso *R*, provvedendo a mantenere la tensione di polarizzazione a —150 volt. La capacità di C2 deve essere sufficientemente ampia per permettere che questa tensione non vari apprezzabilmente durante gli istanti in cui si ha corrente di griglia.

In corrispondenza di quel tratto di ogni ciclo del segnale di entrata che abbassa la tensione di griglia al di sotto della soglia di interdizione, non si ha alcun flusso di corrente. All'istante corrispondente alla massima tensione negativa, si hanno le condizioni della figura 9-B. Il percorso del segnale di ingresso a radiofrequenza è dato dal condensatore C1, dall'impedenza, e dalla resistenza *R*. In queste condizioni, C1 si scarica e C2 si ricarica. Anche la capacità di C2 deve essere sufficiente per non far variare apprezzabilmente la tensione ai suoi capi, durante il breve intervallo di scarica.

La polarizzazione mediante resistenza di griglia presenta il vantaggio di una regolazione automatica quando si verificano variazioni nella tensione del segnale. Ad esempio, un aumento nella tensione di pilotaggio accresce la corrente di griglia, e di conseguenza, la tensione negativa di polarizzazione; se, invece, la tensione del segnale di pilotaggio diminuisce, la corrente di griglia diminuisce anch'essa, assieme alla tensione negativa di polarizzazione. In entrambi i casi considerati, la variazione della tensione di polarizzazione è tale da stabilizzare la tensione all'uscita dello stadio.

Da quanto detto, risulta che, se il segnale d'ingresso diminuisce notevolmente, o viene a mancare, la tensione di griglia sale a valori eccessivi (in senso positivo); si può quindi determinare una corrente tale da danneggiare la valvola. Per evitare questo pericolo, si usa la polarizzazione mista, il cui circuito è rappresentato alla **figura 11**. La tensione di polarizzazione, sempre di —150 volt, è qui ottenuta mediante la somma di una tensione fissa, di —50 volt, sviluppata dalla batteria di protezione, con una tensione di —100 volt, ottenuta col metodo della resistenza di griglia, facendo scorrere la corrente di griglia di 10 mA attraverso una resistenza di 10 kohm. Con questo circuito, anche se il segnale di pilotaggio viene a mancare completamente,

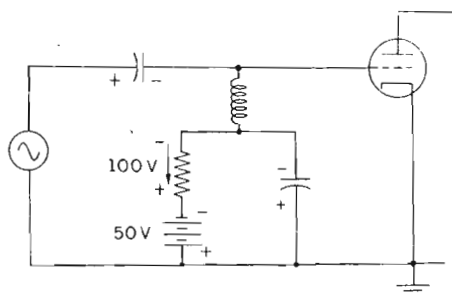



Fig 11 - Esempio di polarizzazione mista, con batteria di protezione. Le due tensioni si sommano, e, anche in mancanza di segnale di ingresso, V_g non può essere maggiore di — 50 volt.

Fig. 12 - Esempio di oscillatore seguito da uno stadio amplificatore (circuito in neretto). I due circuiti sono simili, per cui anche lo stadio amplificatore può oscillare, indipendentemente dal segnale di ingresso proveniente dall'oscillatore vero e proprio, se non si adottano precauzioni.

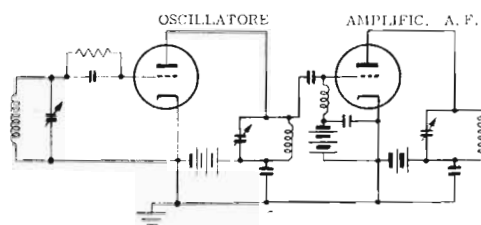
la tensione di griglia non sale mai al di sopra dei —50 volt, e pertanto non si verificano in nessun caso le condizioni di eccessiva corrente attraverso la valvola.

NEUTRALIZZAZIONE

Lo stadio oscillatore, abbiamo detto, è quasi sempre seguito da uno o più stadi amplificatori a radiofrequenza. Un esempio è indicato alla **figura 12**, nella quale il circuito dello stadio di amplificazione è rappresentato in tratto più marcato di quello oscillatore. Come si vede, i due circuiti sono, essenzialmente, i medesimi, ed è quindi intuibile come lo stadio amplificatore stesso abbia la tendenza ad oscillare. Esso, infatti, rientra nella categoria degli oscillatori « a sintonia di placca e di griglia » già da noi trattati a pagina 532.

Per evitare l'entrata in oscillazione degli stadi amplificatori per Alta Frequenza, si ricorre ai circuiti di **neutralizzazione** aventi lo scopo di controbilanciare mediante opportune reazioni negative, la reazione positiva determinata dalla capacità interelettrodica della valvola.

Il metodo più comune di neutralizzazione è quello della *neutralizzazione di placca*, il cui schema di principio è illustrato alla **figura 13**. La capacità griglia-placca della valvola, causa della reazione positiva che deve essere eliminata, è indicata mediante il condensatore tratteggiato C_{PG}.

Il circuito di carico è costituito da una bobina con presa centrale, e pertanto, la tensione presente tra il punto *A* e massa è sfasata di 180° rispetto a quella presente tra il punto *B* e massa. L'azione di neutralizzazione si ottiene per mezzo del condensatore variabile C_N, che riporta all'ingresso dello stadio di amplificazione — ossia nel circuito di griglia — parte del segnale presente al punto *B*. Poichè il segnale al punto *B* è, come abbiamo visto, sfasato di 180° rispetto a quello presente in placca, il segnale retrocesso mediante il condensatore C_N è in opposizione di fase rispetto a quello retrocesso attraverso la capacità interelettrodica C_{PG}. Regolando il valore della capacità di C_N su di un valore opportuno, è possibile fare in modo che il segnale retrocesso da tale condensatore sia della stessa ampiezza di quello retrocesso da C_{PG}, provocandone così il completo annullamento.

Un metodo che consente di determinare la giusta posizione di C_N consiste nell'applicare il segnale di ingresso a radiofrequenza, con il filamento della valvola finale regolarmente acceso, ma senza tensione di alimentazione anodica a tale valvola. Una bobina captatrice viene disposta nelle vicinanze immediate del circuito anodico di carico, ed i suoi terminali vengono collegati all'ingresso verticale di un oscillografo. Si tratta di regolare C_N in modo che, in condizioni di risonanza del circuito di carico, non compaia alcun segnale a radiofrequenza sullo schermo dell'oscillografo. In tali condizioni, il segnale che riesce a passare nel circuito di uscita attraverso la capacità griglia-placca del triodo è completamente annullato da quello che riesce a passare nello stesso circuito per mezzo del condensatore di neutralizzazione, dato che i due flussi di corrente sono opposti, come si può notare nello schema equivalente di **figura 14**.

Se nel circuito di griglia del triodo è presente un milliamperometro, la regolazione di C_N può essere eseguita osservando le deviazioni di tale strumento, in seguito a variazioni di accordo del circuito di placca attorno al valore di risonanza, sempre senza che sia presente la tensione anodica.

Finchè vi è uno sbilanciamento tra C_{PG} e C_N, la placca diviene alternativamente positiva e negativa in corrispondenza dei picchi positivi e negativi del segnale a radiofrequenza e, quando essa è positiva, si determina una corrente nella valvola. Quando il circuito di placca è perfettamente sintonizzato sulla frequenza voluta, alcuni degli elettroni — costituenti questa corrente — che prima andavano alla griglia, raggiungono la placca, causando un picco negativo nella corrente di griglia, con ricorrenza corrispondente appunto alla perfetta frequenza di risonanza.

Quando invece C_N è regolato esattamente per la neutralizzazione, la corrente si divide in due rami eguali, la tensione di placca rimane nulla, e non si ha alcun picco negativo in griglia in corrispondenza del punto di accordo del circuito di carico.

Un terzo metodo, che consente la regolazione appropriata di C_N, è fondato sull'osservazione delle correnti di placca o di griglia dello stadio pilota, al variare dell'accordo del circuito di placca dello stadio finale, an-

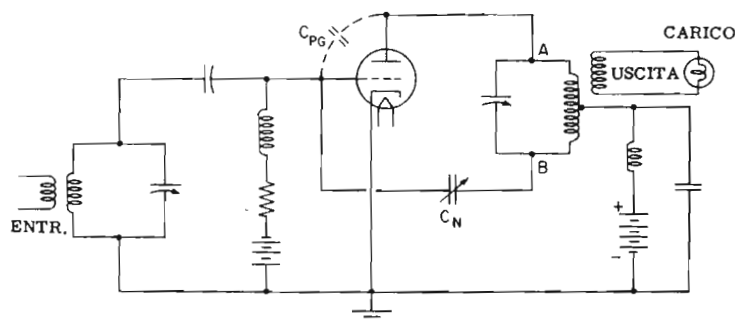



Fig. 13 - Metodo per neutralizzare gli effetti derivati dalla capacità interelettrodica (C_{PG}): viene applicata una controreazione a mezzo della capacità C_N, tra circuito di placca e circuito di griglia.

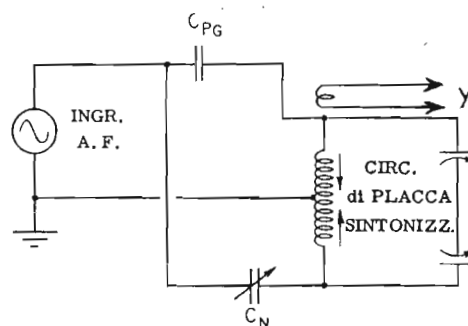



Fig. 14 - Ricerca del giusto valore della capacità C_N (fig. 13). I terminali della bobina (Y) vanno all'ingresso di un oscillografo. Si opera in assenza di tensione anodica.

che in questo caso, senza che in esso sia presente la tensione anodica. Se l'amplificatore non è ben neutralizzato, il variare della sintonia del circuito di carico determina variazioni nel carico dello stadio precedente, con la conseguente presenza di un picco negativo nella sua corrente di griglia, e di un picco positivo nella sua corrente di placca. Quando invece C_N è accordato perfettamente per una totale neutralizzazione, le variazioni nell'accordo del carico non determinano alcun picco nello stadio pilota.

Per le prove, in alcuni trasmettitori risulta, in pratica, più comodo togliere la tensione al filamento, invece che alla placca. In questo caso, dei tre metodi descritti, rimangono validi solo il primo ed il terzo, poichè il secondo richiederebbe una corrente elettronica all'interno della valvola, che non si può avere a filamento spento.

Neutralizzazione di griglia

Si può ottenere lo stesso effetto di neutralizzazione anche provvedendo di presa centrale la bobina del circuito di griglia dello stadio in esame. Il circuito atto allo scopo è illustrato in **figura 15**. Come si può osservare, la neutralizzazione è ancora ottenuta retrocedendo in griglia parte del segnale di uscita, senonchè questa volta la necessaria inversione di fase si ha mediante il circuito di accordo di griglia. Per regolare il condensatore C_N, si può togliere la tensione anodica, o quella di filamento, ed agire come nel caso della neutralizzazione di placca.

Neutralizzazione di circuiti « push-pull »

Anche nei trasmettitori vengono spesso usati stadi in « push-pull », specialmente per quanto riguarda l'amplificazione finale di potenza. Per gli stadi in controfase è facile inserire circuiti di neutralizzazione, dato che tanto il circuito di griglia quanto quello di placca sono bilanciati, ossia con presa centrale a massa rispetto al segnale.

Si dispone già, quindi, di segnali nelle fasi desiderate, che vengono retrocessi come indicato dallo schema di **figura 16**. Il condensatore C_{N1} retrocede parte del segnale di placca di $V1$ sulla griglia di $V2$, dato che in tal modo è assicurata la necessaria inversione di fase. Analogamente, la neutralizzazione di $V1$ viene ottenuta prelevando parte del segnale presente sull'anodo di $V2$, e retrocedendolo sulla griglia a mezzo del condensatore C_{N2}. La regolazione di entrambi i condensatori viene effettuata col solito metodo, agendo separatamente sull'uno e sull'altro, in assenza di tensione anodica o di filamento.

Quanto finora detto circa la neutralizzazione, riguarda il caso in cui la reazione positiva interessi un solo stadio, essendo determinata dalla capacità griglia-placca di una valvola. A volte, si possono determinare reazioni positive parassite, dovute ad accoppiamenti induttivi tra collegamenti, o componenti, che interessano più di uno stadio. A questo proposito, la migliore precauzione consiste nello schermare accuratamente tra di loro i diversi stadi, con particolare riferimento ai circuiti accordati, che possono facilmente determinare trasferimenti induttivi di energia. I circuiti di neutralizzazione possono essere evitati con l'uso di speciali valvole, di solito tetrodi o pentodi, appositamente studiate allo scopo di presentare una bassissima capacità placca-griglia.

TARATURA di un TRASMETTITORE

Come i ricevitori, anche i trasmettitori, richiedono una fase di taratura di tutti i loro circuiti accordati, ottenibile agendo opportunamente sulle induttanze e capacità variabili o semifisse. Si tratta di far in modo che ognuno dei circuiti venga sintonizzato sulla frequenza esatta, sia essa quella di trasmissione o, nei primi stadi, una sua sottomultipla. Durante le operazioni di taratura è bene che il trasmettitore non sia collegato all'antenna regolare, onde evitare che possano essere emessi segnali a radiofrequenza capaci di disturbare altre trasmissioni in funzionamento su frequenze vicine. E' opportuno allora l'uso di un'antenna fittizia, che funga da carico adeguato (senza un carico capace di assorbire tutta la potenza fornita dallo stadio finale, quest'ultimo può danneggiarsi), pur non irradiando alcun segnale. Si tratta, pertanto, di predisporre un carico terminale resistivo che dissipi sotto forma di calore la potenza del trasmettitore. Ad esempio, un carico spia, costituito da una bobina, in parallelo alla quale sia connessa una lampadina di wattaggio adeguato.

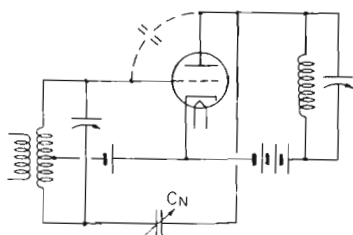



Fig. 15 - Neutralizzazione con bobina di ingresso a presa centrale. L'inversione di fase avviene nel circuito di griglia, e non in quello di placca. Il principio è analogo a quello di fig. 13.

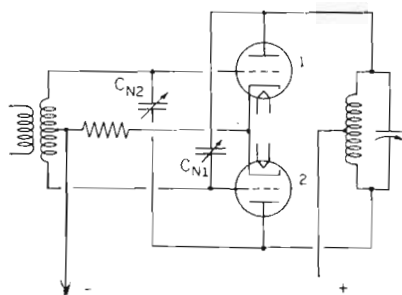



Fig. 16 - Neutralizzazione di uno stadio in « push-pull ». I segnali di placca hanno già la fase opportuna per la controreazione, attraverso le capacità C_{N1} e C_{N2}.

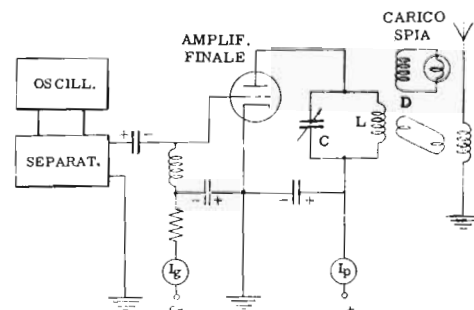



Fig. 17 - Per la taratura, si varia C fino ad ottenere la risonanza. I due strumenti controllano la corrente di griglia (I_g) e di placca (I_p).

Descriviamo ora, punto per punto, il processo di taratura e messa a punto di un trasmettitore.

1) La prima operazione consiste nell'accendere i filamenti di tutte le valvole, sia della sezione di trasmissione che di quella di alimentazione.

2) Successivamente, si dà la tensione anodica allo stadio oscillatore. Si tratta ora di accordare il circuito di tale stadio, agendo sull'apposito « trimmer » o sul nucleo della bobina. Se l'oscillatore è a quarzo, si è sicuri che tale cristallo oscilla esclusivamente sulla frequenza esatta. E' quindi sufficiente disporre di un milliamperometro in serie al circuito di placca, e regolare l'elemento variabile, ricordando quanto detto a pagina 534 a proposito della taratura dei circuiti oscillatori a cristallo. Occorre, per evitare instabilità, tarare il circuito non per la minima corrente di placca, come potrebbe sembrare, bensì per una corrente che, pur essendo molto vicina a tale limite, corrisponda ad una frequenza lievemente superiore: ciò per evitare possibili instabilità. Invece del picco negativo sul milliamperometro di placca, è possibile considerare il picco positivo nella corrente di griglia dello stadio seguente.

3) La terza operazione consiste nell'accordare i diversi circuiti dello stadio separatore. Anche qui si possono considerare i minimi nei circuiti di placca oppure i massimi nelle correnti di griglia dello stadio successivo. Nei casi in cui qualche stadio funga da moltiplicatore di frequenza, l'accordo va eseguito in corrispondenza dell'esatta frequenza multipla. L'ultimo stadio separatore è bene sia accordato osservando la corrente sul milliamperometro di griglia dello stadio finale.

Nell'accordo di questi circuiti, al contrario di quanto detto nel punto 2 a proposito del circuito oscillante a quarzo, occorre che gli elementi variabili vengano effettivamente regolati per letture massime (o minime) senza alcuno spostamento, sia pur minimo. Talora, l'ultimo stadio del separatore è un invertitore di fase, e ciò quando lo stadio finale è in controfase: occorre allora prestare la massima attenzione onde ottenere un perfetto bilanciamento tra i due segnali, opposti in fase, che si ottengono alle due uscite, poichè una diversità anche minima tra le due sezioni, comporta una forte diminuzione nel rendimento dello stadio finale.

4) Regolazione del circuito sintonizzato che costituisce il carico della valvola finale. Prima di dare tensione a questo stadio è necessario prendere le due seguenti precauzioni: **a)** deve assolutamente essere presente, nel circuito di uscita del trasmettitore, un carico resistivo adeguato. Senza di esso, ripetiamo, anche i pochi istanti di funzionamento dello stadio possono determinare seri guasti; **b)** il circuito risonante deve trovarsi accordato su di una frequenza prossima a quella di funzionamento. In caso contrario, dato che un circuito fortemente disaccoppiato si comporta, agli effetti dello stadio finale, come una mancanza di carico, si verifica lo stesso inconveniente sopra accennato.

A questo punto si può applicare, anche allo stadio finale di potenza, la tensione anodica. Poichè tale tensione anodica è — **in genere** — molto elevata, durante la prima fase della operazione di messa a punto è utile usufruire di una tensione anodica ridotta, spesso ottenibile dall'alimentatore mediante commutazione.

L'operazione di taratura vera e propria si effettua agendo sul condensatore *C* (**figura 17**) fino a far entrare il circuito *LC* in risonanza. Al momento in cui si applica la tensione anodica, la corrente di griglia subisce una notevole diminuzione. Si tratta ora di trovare la posizione di *C* per cui tale corrente presenti un brusco aumento, che dà luogo ad un picco positivo. Come al solito, invece che per un picco positivo nella corrente di griglia si può, con operazione del tutto equivalente, regolare per un picco negativo della corrente di placca.

Si può infine applicare la tensione anodica massima allo stadio finale, e trasferire la bobina di accoppiamento dell'antenna fittizia all'antenna vera e propria. Quest'ultima operazione deve essere eseguita in modo da non lasciare mai il trasmettitore completamente disaccoppiato da entrambi i carichi. L'azione di accoppiamento tra l'uscita del trasmettitore e l'antenna è accompagnata dai seguenti tre effetti: **a)** la corrente di antenna, a radiofrequenza, aumenta; **b)** la corrente di placca dello stadio finale aumenta; **c)** la corrente di griglia dello stadio finale diminuisce. Si determina, in sostanza, un lieve spostamento di sintonia da parte del circuito di carico della finale, dovuto a variazioni nel circuito di utilizzazione e nel circuito di accoppiamento. Occorre quindi provvedere a ritoccare il condensatore C, fino ad ottenere nuovamente una lettura minima in placca, o massima in griglia. A questo punto le operazioni normali di taratura si possono considerare concluse.

MODULAZIONE dei TRASMETTITORI

Nella lezione precedente abbiamo preso in esame i trasmettitori considerati come generatori di un segnale a radiofrequenza non modulato. Tale segnale, per poter effettuare la trasmissione di informazioni di tipo fonico, può essere utilizzato solo ricorrendo alla modulazione. I trasmettitori per « fonia » quindi, sono sempre abbinati ad una speciale sezione, detta modulatore, che consente di « modulare » l'onda a radiofrequenza, in modo tale da poterne ricavare, all'atto della ricezione, le informazioni trasmesse. In questo senso, si può affermare, come abbiamo già fatto a suo tempo, che l'operazione della modulazione è opposta a quella di rivelazione. Infatti, come ben sappiamo, modulare una portante significa unirla al segnale a Bassa Frequenza da trasmettere, mentre rivelarla significa separare tale segnale dalla portante stessa.

Già conosciamo, in parte, diversi tipi di modulazione, che consentono di trasmettere, assieme al segnale a radiofrequenza (onda portante) un segnale a Bassa Frequenza (informazione): prima di riprendere l'argomento riteniamo opportuno esaminare, in un capitolo a sè quell'impiego che può essere fatto del trasmettitore a prescindere dalla modulazione, per comunicare egualmente a distanza: intendiamo riferirci all'emissione *telegrafica*. In questo caso, l'informazione non viene trasmessa mediante suoni, bensì per mezzo di impulsi ad onde continue, traducibili mediante codice.

MANIPOLAZIONE di un TRASMETTITORE

« Manipolare » un trasmettitore ad onda persistente significa fare in modo che, agendo su di un opportuno tasto, il trasmettitore emetta un segnale a radiofrequenza solo durante determinati intervalli di tempo. Quando il tasto è chiuso, il trasmettitore irradia energia, mentre quando il tasto è aperto esso non emette alcun segnale.

In condizioni ideali, occorrerebbe che il trasmettitore funzionasse a pieno carico con il tasto chiuso e senza carico a tasto aperto. Tuttavia, per diverse ragioni, l'energia a radiofrequenza può pervenire all'antenna anche a tasto aperto. Se il tasto è disposto nel circuito di amplificazione finale di potenza, vi può essere, infatti, accoppiamento parziale con l'antenna da parte degli stadi precedenti, accoppiamento dovuto alla capacità interelettrodica delle valvole finali. Anche una neutralizzazione imperfetta dello stadio finale, può contribuire alla presenza di energia in antenna a tasto aperto. Se il tasto è nel circuito di griglia, una tensione di polarizzazione insufficiente può far sì che la valvola non si interdica completamente quando il tasto è aperto.

Disturbi ed inconvenienti

L'onda trasmessa a tasto aperto si dice *onda negativa di manipolazione*. Quando è presente un'onda negativa di manipolazione, il segnale captato dai ricevitori a tasto di trasmissione abbassato, può essere anche di poco più ampio di quello captato a tasto alzato, con conseguente forte difficoltà di interpretazione, non risultando gli impulsi in codice, trasmessi mediante la manipolazione, ben chiari e netti. Un segnale ottimo, da questo punto di vista, può essere considerato quello rappresentato in **figura 1-A**. Esso, al chiudersi del tasto, sale gradualmente fino ad assumere un'ampiezza di valore massimo, ed in seguito all'aprirsi del tasto diminuisce gradualmente fino ad annullarsi. Con un andamento di questo genere, i disturbi dovuti alla chiusura ed alla apertura del tasto risultano eliminati. Tali disturbi, dato il caratteristico suono che determinano nel ricevitore, vengono designati col termine onomatopeico di « click ».

Negli istanti in cui l'onda sta crescendo da zero al massimo — ed in quelli in cui sta diminuendo dal massimo a zero — si hanno forme d'onda ricche in armoniche. Più sono netti il fronte ascendente e quello discendente, più ampie risultano le armoniche. Queste determinano il formarsi, accanto alla portante, di un certo numero di bande laterali, capaci di provocare interferenze con trasmissioni che avvengono nelle bande vicine. Inoltre, i « click » che si producono nel ricevitore, rendono il segnale difficile a decifrarsi. Le forme d'onda delle figure **1-B** e **C** rappresentano segnali a fronti ascendenti e discendenti troppo rapidi, che causano quindi « click » rilevanti. Inoltre, il segnale B contiene transitori, che rendono l'ampiezza del segnale non ben definita.

Un buon circuito di manipolazione deve avere un effetto trascurabile sulla frequenza dell'oscillatore. Se si dispone il tasto nel circuito dell'oscillatore, oppure nello stadio immediatamente successivo, si può notare la tendenza del circuito a variare leggermente la frequenza in seguito alle variazioni di carico determinate dall'aprirsi e chiudersi del tasto.

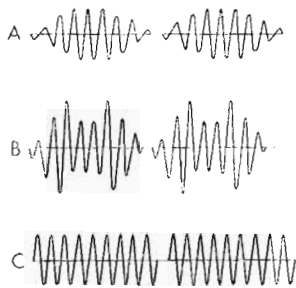



Fig. 1 - In A, segnale A.F. manipolato in modo opportuno: in B e C, segnali a variazione di manipolazione troppo rapida, che provoca effetti transitori

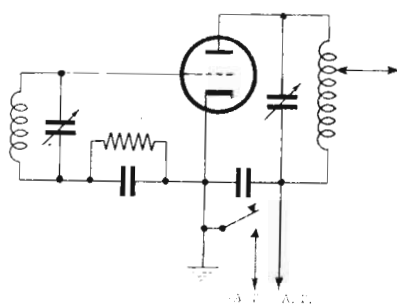



Fig. 2-A - Esempio di oscillatore, con tasto di manipolazione inserito nel circuito di catodo. L'oscillazione si manifesta solo quando il tasto chiude il circuito verso massa.

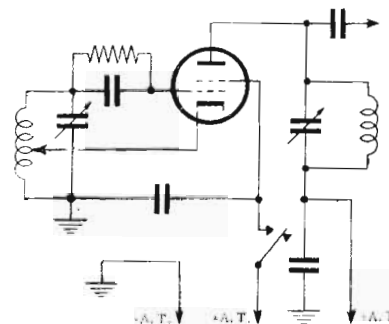



Fig. 2-B - In questo caso, il tasto è inserito nel circuito di griglia schermo. Con tasto aperto, detta griglia non è polarizzata; la valvola oscilla solo quando il tasto è abbassato.

Un'altra forma di disturbi è chiamata « scintillazione ». Si tratta dell'interferenza provocata dalle scintille che si determinano all'atto dell'apertura e della chiusura del tasto, se la tensione tra i due contatti è notevole. Questo disturbo non viene irradiato dall'antenna, ma può interferire con i ricevitori situati nei dintorni.

La tensione presente ai due terminali del tasto deve essere il più possibile bassa, anche per evitare che lo operatore possa venire colpito da scariche elettriche. Nel caso in cui questa tensione debba necessariamente essere alta, così da poter risultare pericolosa, occorre usare un sistema di interruzione a relais. In queste circostanze, il tasto comanda una bassa tensione, necessaria esclusivamente ad eccitare l'avvolgimento del relais; quest'ultimo provvede ad effettuare l'interruzione vera e propria nel circuito ad alta tensione.

Occorre tener conto di alcune altre precauzioni, necessarie per la protezione dei circuiti del trasmettitore. I circuiti di manipolazione non devono dar luogo a sovracorrenti attraverso trasformatori, condensatori e valvole, capaci di provocare inconvenienti. Per prevenire queste sovracorrenti, occorre, innanzi tutto, usare polarizzazioni fisse di protezione, come già spiegato nel corso della lezione precedente. Infatti, a tasto aperto, gli stadi che seguono quello in cui esso è disposto risultano privi di segnale di pilotaggio, e non si ha alcuna polarizzazione per corrente di griglia che limiti la corrente anodica delle valvole. Si introduce allora una polarizzazione fissa, che deve essere eguale almeno al 5% del valore della polarizzazione per corrente di griglia.

Il tasto può essere introdotto in qualunque punto del trasmettitore ove la sua apertura sospenda completamente l'emissione.

Manipolazione in circuiti ad alta tensione

In questo tipo di manipolazione, il tasto provvede ad i rrompere o a fornire l'alta tensione al circuito in cui è inserito. Generalmente, il tasto viene disposto in serie al conduttore negativo di ritorno, onde evitare la presenza di un'alta tensione verso massa. Sono possibili due metodi per effettuare la manipolazione, in circuiti ad alta tensione di uno stadio a R.F. e sono rappresentati alla **figura 2**. In **A** il tasto è inserito nel circuito di catodo, mentre in **B** è inserito nel circuito di griglia schermo: entrambi questi circuiti possono essere usati senza inconvenienti purchè si introduca un filtro per eliminare i « click », ed un relais per proteggere l'operatore.

Un altro metodo di manipolazione in circuiti ad alta tensione prevede la dislocazione del tasto nello stesso alimentatore. Questo metodo è soddisfacente se il tasto viene disposto prima dei filtri di livellamento. Infatti, tale disposizione riduce fortemente i « click », dato che i fronti ascendente e discendente degli impulsi risultano notevolmente inclinati; ciò dipende dall'alta costante di tempo dei circuiti di livellamento per la tensione anodica. Il principale inconveniente apportato da questo circuito, è la necessità di un alimentatore separato che fornisca la tensione di polarizzazione opportuna per evitare che i circuiti di raddrizzamento risultino danneggiati dalla mancanza di carico.

Il tasto può anche essere inserito nel circuito del primario del trasformatore di alimentazione. In questo caso la diminuzione dei « click » è ancora maggiore. Questo sistema introduce tuttavia particolari effetti di persistenza negli impulsi trasmessi, dando luogo ad un ritardo che può giungere fino alla formazione di interferenze tra due impulsi successivi. Tuttavia, un filtro passa-basso accuratamente progettato può eliminare questa difficoltà.

Manipolazione nel circuito di griglia

Una manipolazione per trasmettitori ad onda persistente può essere ottenuta bloccando la griglia di una valvola a tasto aperto, e sbloccandola a tasto chiuso. Un circuito atto ad effettuare tale funzione è rappresentato alla **figura 3**. Nel caso **A**, onde ottenere una interdizione del flusso elettronico nella valvola, viene aggiunta, alla normale tensione di polarizzazione, un'ulteriore tensione negativa di — 100 volt sulla griglia, presente solo a tasto aperto. Quando il tasto è chiuso, la batteria da 100 volt viene cortocircuitata attraverso una resistenza da 50.000 ohm, e quindi la tensione di polarizzazione di griglia scende al valore necessario per il corretto funzionamento della valvola.

Il circuito **B** è basato sul medesimo principio di funzionamento, l'unica differenza è derivante dal fatto che la tensione negativa di blocco viene applicata, trattandosi questa volta di un pentodo, alla griglia di soppres-

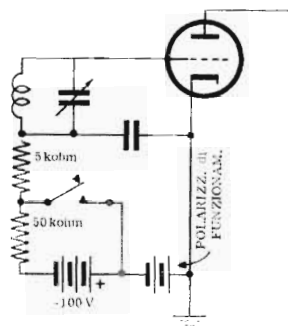



Fig. 3-A - Manipolazione di griglia. La valvola conduce a tasto chiuso, ed è in interdizione, (alta polarizzazione negativa) a tasto aperto.

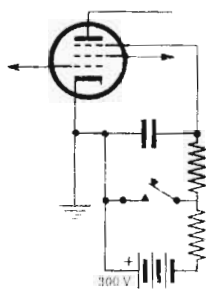



Fig. 3-B - in questo caso, la **tensione** negativa di interdizione **viene applicata**, attraverso il **tasto, alla** griglia di soppressione.

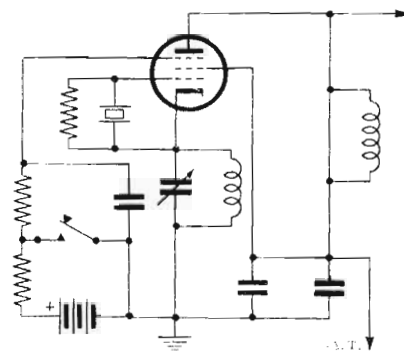



Fig. 4 - Oscillatore « tri-tet » a cristallo. E' uno dei casi di possibile manipolazione applicata ad un circuito oscillatore. La stabilità di frequenza sussiste grazie al cristallo.

sione. Naturalmente, al posto della batteria, può essere usata una qualunque altra sorgente di tensione continua, come ad esempio una speciale sezione dell'alimentatore.

I circuiti di manipolazione che agiscono bloccando e sbloccando la griglia, non sono efficaci nell'eliminare i transitori che si determinano all'atto dell'apertura e della chiusura del tasto. Occorre pertanto che, quando la manipolazione viene effettuata secondo questa tecnica, vengano aggiunti opportuni filtri di manipolazione, aventi lo scopo di attenuare, per quanto possibile, i transitori di cui si è detto.

Il tasto si può inserire anche nel circuito oscillatore, ma in questo caso è necessaria una particolare cura nella progettazione del circuito. Questo deve essere tale da non determinare spostamenti di frequenza, in conseguenza del cambiamento nell'impedenza di carico che si determina aprendo o chiudendo il tasto. Queste deviazioni di frequenza producono, nel ricevitore, dei caratteristici « cinguettii ». Il tasto nel circuito oscillatore è adatto specialmente nei casi in cui questo può funzionare correttamente con una bassa tensione di placca. Un circuito che si presta particolarmente allo scopo è il cosiddetto oscillatore « tri - tet », rappresentato alla **figura** 4.

Quando la manipolazione viene effettuata in un circuito oscillatore a cristallo, è necessario che il cristallo entri immediatamente in oscillazione all'atto della chiusura del tasto. Alcune volte ci si trova di fronte a cristalli che, prima di entrare in oscillazione, impiegano un certo tempo; altri, invece, entrano prontamente in funzionamento: la ragione di questo fenomeno è tuttora sconosciuta.

In un circuito oscillatore, il tasto può essere inserito sia nel circuito della griglia di soppressione, quando si tratta di pentodi, sia nei circuiti di placca, di catodo, od anche di griglia schermo.

Una difficoltà che si incontra nella manipolazione dello stadio oscillatore, riguarda il corretto funzionamento degli stadi successivi. Infatti, anche se l'oscillatore viene progettato in modo tale che non si abbia alcun apprezzabile « click » manovrando il tasto, gli stadi successivi, specialmente quelli in classe C a forte tensione di pilotaggio, hanno la tendenza a rendere verticale il fronte ascendente e discendente del segnale, in modo tale che si determina egualmente, all'uscita, un « click » di entità rilevante. Questa difficoltà può essere superata facendo in modo che la tensione di pilotaggio di tutti gli stadi amplificatori risulti limitata al minimo possibile, compatibilmente con le prestazioni richieste agli stadi stessi.

Un altro problema determinato dalla presenza del tasto nello stadio oscillatore riguarda la stabilità degli stadi successivi. Oscillazioni parassite in questi stadi possono, infatti, rendere i « click » provenienti dalla manipolazione oltremodo rilevanti. In questo caso non esiste alcun adeguato metodo di filtraggio.

Manipolazione mediante valvola elettronica

La manipolazione può essere effettuata anche con una valvola elettronica, e precisamente usando una valvola a bassa resistenza di placca, oppure più valvole in parallelo, connesse in serie ad un circuito del trasmettitore nel quale, normalmente, può essere inserito il tasto. Come si può osservare alla **figura** 5, quando il tasto è aperto, la valvola di manipolazione è polarizzata in modo tale da non condurre alcun flusso elettronico, e perciò presenta una resistenza interna molto elevata, comportandosi come un interruttore aperto. Quando il tasto è abbassato, la tensione di griglia si eleva, fino a determinare un elevato flusso elettronico all'interno della valvola. In conseguenza, la resistenza interna scende a valori molto bassi, e la valvola si comporta come un interruttore chiuso.

Comunque, tra la placca del circuito e massa, è sempre presente una certa resistenza, e quindi una corrispondente caduta di potenziale, e ciò anche se si dispongono più valvole in parallelo. Ne risulta che l'interruzione mediante valvola elettronica apporta sempre una certa perdita di rendimento, tanto maggiore quanto più è alta la resistenza interna della valvola, o del gruppo di valvole in parallelo, a tasto abbassato.

Nonostante questo inconveniente, la manipolazione elettronica presenta aspetti particolarmente favorevoli, come ad esempio la completa assenza di « click » e di scintillazioni. Inoltre, se si adotta la commutazione elettronica, è molto facile progettare dei filtri atti a sopprimere qualunque tipo di disturbo, date le tensioni piuttosto basse ai capi della valvola di commutazione.

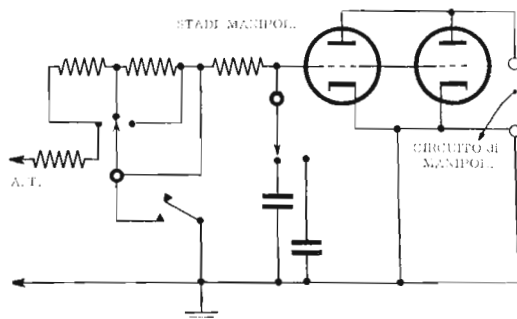



Fig. 5 - Manipolazione elettronica indiretta. A tasto aperto, le valvole sono in interdizione e non consentono il passaggio di corrente. Le capacità tra griglia e massa hanno il compito di attenuare i transitori del tasto («clicks»).

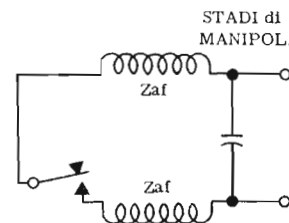



Fig. 6 - Circuito di filtro per la soppressione dei transitori di manipolazione. L'Alta Frequenza passa attraverso la capacità, e non attraverso il tasto, grazie alle due impedenze.

Circuiti di filtro

Per dare agli impulsi a radiofrequenza la forma desiderata, e per diminuire i transitori da cui sono originati i «click», si usano opportuni circuiti di filtro e di ritardo. La scintillazione dovuta al tasto o ai contatti del relais irradia onde elettromagnetiche che possono interferire con i ricevitori nelle vicinanze, oppure produrre oscillazioni smorzate, che vanno a modulare la uscita a radiofrequenza del trasmettitore.

Per prevenire l'effetto di scintillazione, la tensione ai capi dei tasti, o dei contatti del relais, deve essere mantenuta al minimo, e si deve usare un filtro passa-basso, il più possibile vicino al tasto o al relais. In molti casi, è sufficiente disporre in parallelo ai terminali del tasto, un semplice condensatore. Altre volte si rendono invece necessarie, in serie al circuito, due impedenze per l'Alta Frequenza, secondo la disposizione di **figura 6**. Il filtro ivi rappresentato, oltre a ridurre le scintillazioni, elimina le tensioni transitorie che modulano l'uscita del trasmettitore. Nel caso in cui sia presente un relais, una ulteriore riduzione dei disturbi dovuti alla scintillazione può essere ottenuta disponendo tale componente all'interno di una schermatura.

Il circuito di ritardo, rappresentato alla **figura 7**, è un filtro progettato per dare all'onda manipolata la forma adeguata (figura 1-A), ed inoltre contribuisce anch'esso validamente a diminuire il «click» e le tensioni transitorie. Esso è costituito da un condensatore disposto in parallelo al tasto e da una induttanza disposta in serie. Perchè un circuito di ritardo determini effettivamente un segnale d'uscita privo di disturbi ed armoniche, è necessario che i valori dei suoi componenti siano adatti: essi devono essere determinati sperimentalmente, e dipendono principalmente dalla tensione e dalla corrente del circuito. Nel caso di bassa corrente ed alta tensione, la capacità deve essere scarsa e l'induttanza rilevante; se invece la tensione è bassa e la corrente piuttosto forte, occorre un'alta capacità ed una bassa induttanza.

SISTEMI di MODULAZIONE di AMPIEZZA

Abbiamo trattato della teoria della modulazione di ampiezza di un segnale a radiofrequenza alla lezione 61ª. Ci occuperemo ora delle tecniche secondo le quali tale modulazione può essere realizzata.

Il metodo più comune per effettuare la modulazione d'ampiezza consiste nell'applicare il segnale ad audiofrequenza che si vuol trasmettere, dopo una opportuna amplificazione, direttamente sulla placca della valvola finale. Questo sistema, detto **modulazione di placca**, richiede che il segnale modulante abbia notevole potenza, e quindi viene anche chiamato «modulazione ad alto livello». La tensione di modulazione può essere applicata anche alla griglia controllo o al catodo e, nel caso di stadi finali a pentodo, alla griglia schermo o alla griglia di soppressione. Tutti questi sistemi sono detti a «basso livello di modulazione» poichè richiedono una scarsa potenza per il segnale modulante ad audiofrequenza. Talora, la modulazione viene effettuata in uno stadio che precede quello finale.

Modulazione di placca

Un circuito tipico per la modulazione di placca è quello di **figura 8**. Esso è in grado di assicurare una modulazione del 100%, corrispondente alla massima potenza inseribile nelle bande laterali, senza introdurre distorsione. Per una modulazione del 100%, l'ampiezza del segnale audio ai capi del secondario del trasformatore di modulazione *T2* deve raggiungere un valore di picco pari a quello della tensione anodica dello stadio finale. Pertanto, durante i picchi negativi del segnale modulante, l'ampiezza della radiofrequenza scende a zero, per l'annullarsi della tensione anodica.

Per ottenere una modulazione del 100%, è necessario che il modulatore sia in grado di fornire una potenza ad audiofrequenza pari alla metà della potenza a radiofrequenza irradiata dal trasmettitore non modulato. Ad esempio, se la potenza d'uscita non modulata del trasmettitore è di 100 watt, la potenza di picco del modulatore deve essere di 50 watt. Durante una trasmissione modulata al 100%, la potenza d'uscita totale del trasmettitore dovrebbe essere di 150 watt. Ciò, supponendo che il rendimento del trasmettitore sia del 100%. In pratica, il rendimento di uno stadio finale a radiofrequenza si aggira sul 70%, e quindi la potenza di uscita reale è notevolmente inferiore a 150 watt. Supponendo tuttavia, che l'uscita sia di 150 watt, 100 watt costituirebbero la potenza della portante e gli altri 50 risulterebbero suddivisi egualmente tra le due

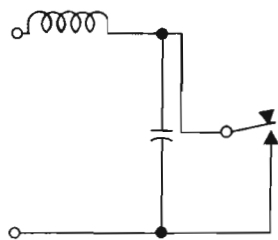



Fig. 7 - Circuito LC di ritardo, mediante il quale il funzionamento del tasto dà alla portante manipolata lo aspetto di figura 1-A.

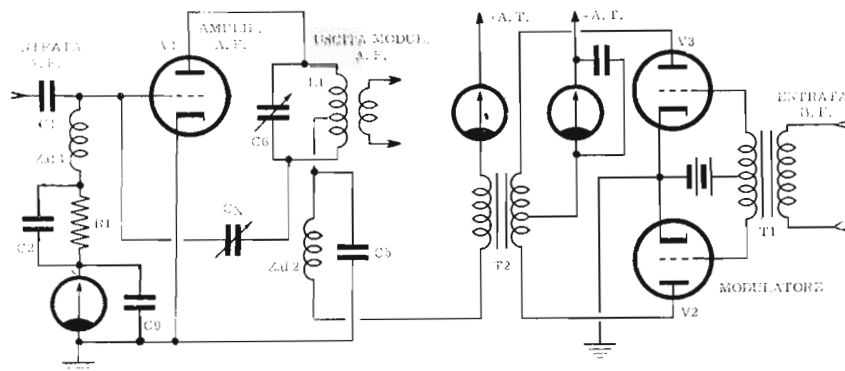



Fig. 8 - Esempio di modulazione di placca per variazione di ampiezza. Il segnale di B.F., amplificato dallo stadio « push-pull » (V2-V3), fornisce la tensione a B.F. ai capi del secondario di T2. In tal modo la tensione anodica di V1 varia in relazione al segnale B.F.

bande laterali di modulazione.

Poichè la tensione di placca dell'amplificatore finale a radiofrequenza, durante i picchi positivi del segnale modulante, risulta doppia della tensione di alimentazione anodica, anche la corrente di placca ne risulta raddoppiata, e la potenza di picco irradiata sale pertanto a quattro volte il valore della potenza della radiofrequenza non modulata (in condizioni di funzionamento ideali e con un segnale modulante perfettamente sinusoidale). Dato che la potenza varia proporzionalmente al quadrato della corrente, la corrente di antenna dipende dalla potenza irradiata. Durante la modulazione al 100%, essa sale del 22,5%. Ciò si può verificare, ad esempio, considerando i dati precedenti. Supponiamo che la resistenza del circuito di antenna sia di 50 ohm; la corrente di antenna, in condizioni di non-modulazione, si calcola mediante la formula:

$$P = I^2 R; \qquad I^2 = \frac{P}{R} = \frac{100}{50} = 2.$$

Si ha pertanto: $I = \sqrt{2} = 1.414$ ampère.

Con un'uscita di 150 watt, dovuta alla presenza di una modulazione al 100%, il nuovo valore di I, determinato con la stessa formula risulta:

$$I = \sqrt{3} = 1.732 \text{ ampère.}$$

Si ha quindi un aumento nella corrente, di 0.318 ampère corrispondente alla seguente percentuale di aumento:

$$\frac{0.318}{1,414} \times 100 = 22.5\%.$$

Quando il segnale modulante è sinusoidale, la tensione di modulazione raggiunge costantemente i medesimi valori di picco positivi e negativi, ad ogni ciclo. E' quindi abbastanza facile regolare la potenza modulante per il conseguimento di una modulazione del 100%. Normalmente, tuttavia, il segnale modulante a Bassa Frequenza è costituito dalla voce o da suoni musicali, e non è pertanto sinusoidale, nè a tensione di picco costante. La regolazione è allora più difficile, e ci si accontenta di percentuali di modulazione inferiori, onde assicurare una migliore riproduzione ed essere sicuri che non si verifichino sovramodulazioni.

Il trasformatore di modulazione

Per ottenere la massima efficienza del sistema, occorre che il trasformatore di modulazione T2 (figura 8) adatti perfettamente l'impedenza di uscita dello stadio finale del modulatore a quella dello stadio finale del trasmettitore vero e proprio. Per ottenere il rapporto di spire del trasformatore di modulazione si deve calcolare il rapporto tra queste due impedenze.

La resistenza di placca dello stadio a radiofrequenza si può calcolare come rapporto tra la tensione e la corrente di placca, mentre l'impedenza dello stadio finale B.F. si può trovare sui manuali in relazione alle valvole impiegate. Il rapporto di spire deve essere eguale alla radice quadrata del rapporto delle impedenze.

Ad esempio, se l'impedenza dello stadio finale a radiofrequenza è di 8 kohm, e quella dello stadio finale a B.F. è di 12 kohm, il rapporto di spire è dato da:

$$\text{rapporto di spire} = \sqrt{\frac{8.000}{12.000}} = \sqrt{0,75} = 0,866.$$

Per quanto riguarda il conduttore degli avvolgimenti, esso va calcolato in funzione delle correnti che percorrono i circuiti di placca primario e secondario. In ogni caso, dato che le potenze in gioco sono di un certo rilievo, i trasformatori di modulazione risultano quasi sempre di grosse dimensioni.

Il circuito di placca dell'amplificatore a R.F.

Nell'esempio di figura 8, il carico anodico è costituito dal circuito accordato di *C6* - *L1*, che viene sintonizzato sulla frequenza del segnale di pilotaggio. *L1* è provvista di presa al centro, in modo che sia possibile ottenere una neutralizzazione di placca, mediante il condensatore variabile C_N. L'impedenza per radiofrequenza *Zaf2* ed il condensatore *C5* hanno lo scopo di impedire al segnale a radiofrequenza presente nel circuito accordato di raggiungere il trasformatore di modulazione *T3*. Infatti, l'impedenza presenta una notevole reattanza alle alte frequenze, che vengono fugate a massa mediante il condensatore C5. Il segnale modulante, invece, non incontra resistenza apprezzabile passando attraverso *Zaf2*, nè si trova a massa attraverso il condensatore C5, che presenta rispetto ad esso, data la scarsa capacità, una resistenza praticamente infinita.

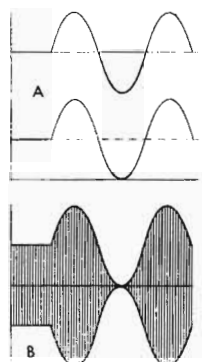



Fig 9 - A = Segnale B.F. e variazione di V_a. B = A.F. modulata.

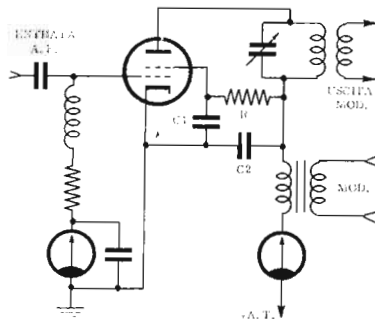



Fig. 10 - Modulazione di placca e griglia schermo. Si ha — in tal caso — minore distorsione che non modulando solo la griglia schermo.

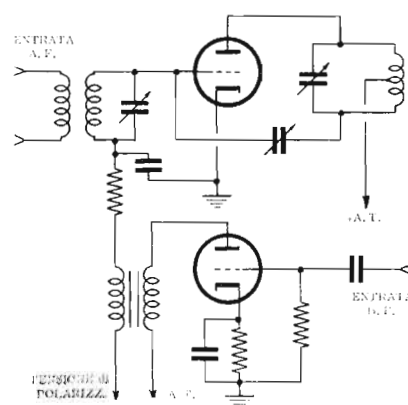



Fig. 11 - Modulazione di griglia. La tensione del segnale di B.F. è in serie a quella di polarizzazione della valvola. La potenza di modulazione necessaria è molto inferiore a quella richiesta per la modulazione di placca, ma la potenza A.F. ottenibile è molto minore.

Il modulatore

I modulatori per trasmettitori, quando si tratta di modulazione ad alto livello, sono semplicemente dei veri e propri amplificatori di potenza per Bassa Frequenza. In figura 8 è stato indicato il solo stadio finale del modulatore, perchè i precedenti non comportano alcuna caratteristica che li differenzi dai normali amplificatori ad audiofrequenza. In genere, dato che sono necessarie potenze rilevanti, gli stadi finali dei modulatori sono costituiti da due valvole in controfase, in classe B. Non si possono usare stadi in classe C poichè il maggiore rendimento e la maggiore potenza di uscita sarebbero accompagnati da forte distorsione.

Circa il principio di funzionamento della modulazione di placca, non riteniamo siano necessarie ulteriori spiegazioni. E' sufficiente ricordare che la tensione di uscita dello stadio finale a radiofrequenza *si somma* con la tensione fissa di alimentazione anodica; ne segue che quest'ultima risulta « modulata » dal segnale stesso, come si vede alla **figura 9-A**. La tensione a radiofrequenza di uscita assume pertanto anch'essa, un andamento proporzionale, come si vede alla figura 9-**B**. Occorre infine notare che la modulazione di placca richiede che la caratteristica tensione di placca-corrente di placca della finale a radiofrequenza sia lineare. Nel caso di tetrodi o di pentodi, come sappiamo, la corrente di placca ha un andamento del tutto diverso da quello richiesto da questo genere di modulazione (come abbiamo esposto alla lezione 49a), e si rende pertanto necessaria un'altra tecnica di modulazione.

Modulazione di placca e griglia schermo

La corrente di placca di un tetrodo e di un pentodo risulta proporzionale alla tensione di griglia schermo, quasi come la corrente di un triodo è proporzionale alla tensione di placca. Per questa ragione, nel caso di stadi finali emittenti a tetrodo o a pentodo si usa la modulazione di placca e griglia schermo, illustrata alla **figura 10**.

La modulazione sulla sola griglia schermo sembrerebbe, a prima vista, più razionale, dato che la potenza modulante necessaria risulterebbe notevolmente diminuita. Tuttavia, si è trovato che, modulando contemporaneamente anche la placca, si ottiene una distorsione nettamente inferiore. Nello schema riportato a titolo di esempio, la resistenza *R* determina la necessaria caduta di tensione sulla griglia schermo, in condizioni di non modulazione. I due condensatori C1 e C2, di piccola capacità, servono per fugare a massa eventuali componenti a radiofrequenza presenti nel circuito di modulazione. Essi non hanno alcun effetto sulla B.F.

Modulazione di griglia

La modulazione di un trasmettitore può essere effettuata anche agendo sulla tensione di polarizzazione della griglia controllo. In questo caso si parla di « modulazione di griglia ». Un circuito di questo genere è riportato in **figura 11**. Il principale vantaggio della modulazione di griglia consiste nella bassa potenza modulante necessaria; per ottenere una modulazione del 100% su di un segnale a radiofrequenza di 100 watt, sono infatti sufficienti 2 watt di segnale ad audiofrequenza, applicati in griglia. Questa potenza, sia pur lieve, è necessaria data la presenza di una corrente di griglia: essa è comunque nettamente inferiore alla potenza necessaria per la modulazione in placca (50 watt).

La differenza nei confronti della modulazione di placca si rivela considerando la massima potenza ottenibile con una data valvola. Essa è, con la modulazione di griglia, circa ⅓ di quella ottenibile con la stessa valvola utilizzando la modulazione di placca. La ragione di ciò è da attribuirsi al fatto che con la modulazione di griglia la tensione anodica è sempre costante, e la modulazione è ottenuta variando l'efficienza di placca della valvola. Ne consegue che l'efficienza di placca non è massima durante gli interi cicli del segnale modulante a Bassa Frequenza, ma *solo durante i picchi positivi* di quest'ultimo. In media, l'efficienza di placca risulta diminuita, e come conseguenza, la massima potenza ottenibile dalla valvola scende al valore già detto, di ⅓ rispetto alla modulazione di placca.

Si ha anche un'altro svantaggio con la modulazione di griglia: una maggiore difficoltà ad evitare distorsione. A questo proposito, è necessaria una regolazione della massima accuratezza della tensione di placca dello stadio finale a RF, nonchè del carico (antenna), e occorre regolare la tensione di polarizzazione in modo che un segnale sinusoidale, applicato all'entrata del modulatore, non determini variazioni nella corrente di

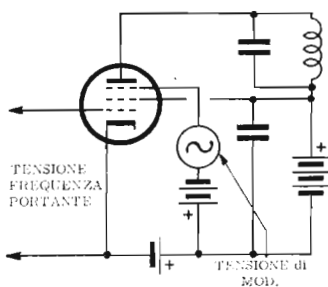



Fig. 12 - Modulazione applicata alla griglia di soppressione, in serie ad una tensione costante. Con percentuali di modulazione fino al 90%, si ottiene una minima distorsione del segnale.

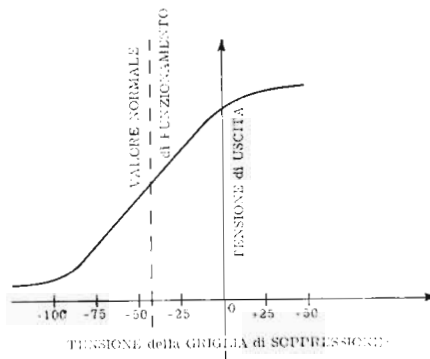



Fig. 13 - Funzionamento del circuito di fig. 12. La variazione della tensione di uscita è lineare per un buon tratto della curva.

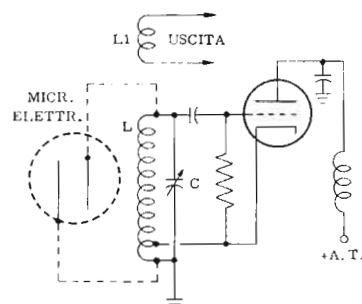



Fig. 14 - Modulazione di frequenza mediante un microfono elettrostatico in parallelo al circuito accordato.

placca della finale RF. Se tale risultato non si ottiene con nessuna tensione di polarizzazione, bisogna ripetere le operazioni con un segnale modulante di ampiezza inferiore. Naturalmente, prima di eseguire questa regolazione, lo stadio deve essere neutralizzato.

Come risultato, si ottiene che i picchi modulanti positivi non provocano saturazione di placca, nè quelli negativi provocano interdizione. Anche nelle migliori circostanze, tuttavia, la linearità ottenibile con la modulazione di griglia è sempre imperfetta.

Modulazione sulla griglia di soppressione

Tale tipo di modulazione è analogo a quello della modulazione di griglia controllo. Anche in questo caso, è sufficiente una piccola potenza modulante, dato che la corrente della griglia di soppressione è minima. Il circuito tipico illustrato alla **figura 12** indica che la tensione modulante, fornita dal secondario del trasformatore di modulazione, viene applicata alla griglia di soppressione in serie con una tensione fissa di polarizzazione. Finchè la polarizzazione fissa è tale che, anche nel corso dei picchi positivi del segnale audio, la tensione di griglia rimane negativa, è sufficiente una potenzia di pilotaggio minima. Questa potenza diviene maggiore nel caso in cui, in certi intervalli, la griglia di soppressione diventi positiva. La distorsione che si ottiene con questo tipo di modulazione è minima, almeno fino a che la percentuale di modulazione non supera il 90%. Come si può notare, infatti, esaminando la curva riportata alla **figura 13** la tensione di uscita varia quasi linearmente al variare della tensione di griglia di soppressione, almeno in un certo intervallo attorno al valore normale di funzionamento.

MODULATORI di FREQUENZA

Sulla modulazione di frequenza abbiamo già ampiamente detto (lezioni 76ª - 77ª - 79ª). Un circuito che, pur non essendo in pratica utilizzato, illustra chiaramente la natura del problema, è quello che impiega, per la modulazione di frequenza, un microfono a capacità. La **figura 14** ne riporta lo schema. Il lettore ricorderà, è già stato esaminato (pagina 626).

Da quanto esposto nella prima parte del Corso, sappiamo che le resistenze, le induttanze e le capacità hanno effetti differenti sulle correnti e sulle tensioni. Una resistenza agisce opponendosi al flusso della corrente (continua o alternata), e nel caso delle correnti alternate, inoltre, corrente e tensione sono in fase tra loro.

Se consideriamo un condensatore, invece, sappiamo che esso presenta resistenza infinita alle correnti continue. Rispetto alle correnti alternate esso offre una determinata resistenza — la cosiddetta reattanza capacitiva — che aumenta al diminuire della frequenza e diminuisce all'aumentare di questa. Inoltre, corrente e tensione non sono in fase, poichè la tensione segue la corrente, con un agnolo di sfasamento di 90°.

Sappiamo anche che il comportamento dell'induttanza è del tutto opposto a quello della capacità. Infatti, un'induttanza presenta resistenza nulla alla corrente continua, mentre rispetto alle correnti alternate offre una resistenza — detta, reattanza induttiva — che aumenta all'aumentare della frequenza e diminuisce al diminuire di essa. Anche con essa si ha uno sfasamento di 90° tra corrente e tensione, con la differenza che, questa volta, è la tensione a precedere la corrente.

Ognuno dei tre casi considerati svolge quindi, in un circuito, azioni caratteristiche. Tali azioni si manifestano anche quando, pur avendosi effettivamente una resistenza, di un condensatore o un'induttanza, siano presenti dei comportamenti resistivi, capacitivi o induttivi, originati da altri componenti o dal tipo stesso del circuito. Un effetto di questo genere avviene anche nel caso della valvola modulatrice a reattanza. Questa valvola, secondo il suo inserimento nel circuito, si può comportare induttivamente o capacitivamente.

La **figura 15** riporta lo schema di un tipico modulatore a reattanza con valvola a comportamento induttivo. Si noti che la parte a destra di $R1$ e $C1$ è un normale oscillatore Hartley. La frequenza di oscillazione di questo circuito dipende dai valori di L e di C. Un aumento di L o di C determina una diminuzione di frequenza, mentre una diminuzione di questi valori comporta un aumento di frequenza. In condizioni di risonanza, la corrente nel condensatore è pari alla corrente nell'induttanza. Essendo tali correnti sfasate tra loro di 180° (e ciò si comprende considerando che una precede la tensione di 90° e l'altra la segue dello stesso angolo), esse complessivamente si annullano, ed il circuito appare come se fosse puramente resistivo.

Se fosse possibile aggiungere corrente induttiva o

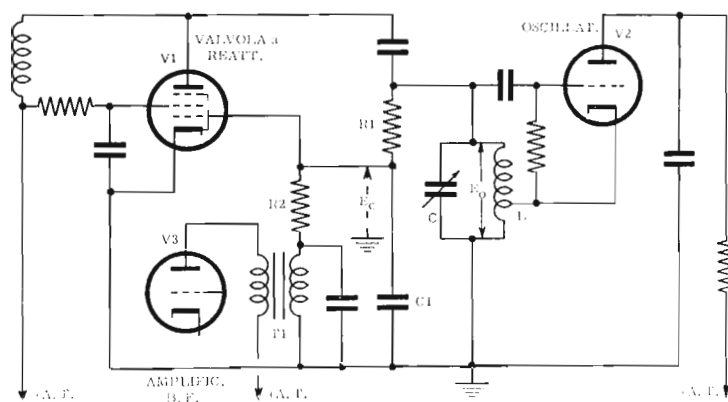



Fig. 15 - Circuito tipico di un modulatore di frequenza con valvola a reattanza (V1). La frequenza del segnale dipende dai valori L e C, e viene modificata dalle variazioni d'ampiezza del segnale tra R_1 e C_1.

Fig. 16 - Rappresentazione vettoriale di I_{R1} ed E_0 (in fase tra loro) e di E_c ed I_p, anche esse in fase tra loro, ma sfasate di 90° rispetto a I_{R1} ed E_0.

Fig. 17 - La valvola a reattanza si comporta come una induttanza variabile (tratteggiata), connessa in parallelo al circuito accordato.

capacitiva, si otterrebbe lo stesso effetto di una variazione nel valore dei componenti relativi. Una variazione di C o di *L* determina, infatti, un aumento o una diminuzione di corrente capacitiva o induttiva, il che sposta l'accordo del circuito su di un'altra frequenza di risonanza. Pertanto, aggiungendo una corrente capacitiva o induttiva mediante una sorgente esterna al circuito, si determina un cambiamento nella frequenza di oscillazione. Tale corrente esterna viene aggiunta per mezzo della valvola modulatrice a reattanza. Quest'ultima, come abbiamo detto, si può comportare sia induttivamente che capacitivamente, ed è pertanto possibile, disponendola in parallelo al circuito oscillante, modificare la corrente induttiva o quella capacitiva.

Per comprendere il funzionamento del circuito di figura 15, si prenda in considerazione il circuito *R1 - C1*, disposto in parallelo all'oscillatore. Si potrebbe pensare che esso abbassi notevolmente il Q del circuito *LC*; ciò non si verifica se la resistenza di *R1* e la reattanza di *C1* sono abbastanza elevate, in modo che la corrente attraverso questo ramo sia il più possibile ridotta.

In condizioni di risonanza, il circuito oscillante si comporta — come abbiamo detto — in modo puramente resistivo. Anche il ramo *R1 - C1* si comporta praticamente in modo resistivo se il valore di *R* è notevole, rispetto alla reattanza capacitiva di *C1*, e più precisamente di almeno dieci volte tale reattanza. Possiamo allora affermare che entrambe le correnti, attraverso *LC* ed attraverso *R1 - C1*, sono puramente resistive. Alla **figura 16** è rappresentato un diagramma vettoriale delle tensioni e delle correnti. La tensione E_0, presente ai capi del circuito *LC* è in fase con la corrente i_{R1} che percorre *R1*. Questa percorre però anche *C1*, determinando ai suoi capi una tensione, E_c, ritardata di 90°.

La tensione E_c ora considerata viene applicata alla griglia controllo della valvola a reattanza. Supponiamo dapprima che essa costituisca tutta la tensione di polarizzazione, non avendosi alcun segnale nel secondario del trasformatore *T1*, disposto in serie ad *R2*. La corrente di placca della valvola, I_p, è in fase con la tensione sulla griglia, ossia con E_c; ciò è illustrato dai relativi vettori della figura 16. La tensione di placca, invece, coincide con E_0, almeno per quanto riguarda la componente ad Alta Frequenza, e risulta quindi, rispetto alla corrente I_p, anticipata di 90°. La valvola si comporta, pertanto, come un componente induttivo, dato che la corrente segue di 90° la tensione ai suoi capi.

La corrente induttiva della valvola si aggiunge a quella già presente nella bobina *L*, e quindi si ha una variazione nella frequenza di accordo; quest'ultima non è più quella del circuito *LC* preso separatamente, ma risulta aumentata. Infatti, una maggiore corrente induttiva corrisponde a minore reattanza induttiva e quindi a minore induttanza. Con minore induttanza si ottiene, è noto, un aumento nella frequenza di risonanza.

Se ora si varia la tensione di polarizzazione di *V1*, aggiungendo una componente ad audiofrequenza, proveniente dal secondario di *T1*, in serie alla tensione fissa E_c, anche la corrente di placca varia in proporzione, e con essa la frequenza di accordo del circuito oscillante. Come si può notare, l'amplificatore ad audiofrequenza viene accoppiato al circuito di griglia della valvola modulatrice a reattanza. Non sono necessari stadi di potenza perchè la valvola a reattanza non conduce corrente di griglia.

Durante le semionde positive del segnale audio, la griglia di *V1* risulta più positiva, e pertanto la corrente nella valvola aumenta, determinando un corrispondente aumento nella frequenza di risonanza del circuito oscillante. Anche questa volta, l'ampiezza del segnale audio determina l'entità dell'escursione in frequenza, mentre la sua frequenza determina la velocità di variazione. Nessun elemento agisce sull'ampiezza del segnale generato. Siamo quindi proprio nelle condizioni che abbiamo visto necessarie per ottenere la modulazione di frequenza. Occorre aggiungere che, col sistema della valvola a reattanza, si ottiene una modulazione quasi perfettamente lineare. La **figura 17** indica, schematicamente, la funzione della valvola a reattanza, ivi rappresentata mediante l'induttanza variabile tratteggiata.

Come circuito di sfasamento tra la tensione e la corrente nella valvola a reattanza, è stato usato, nell'esempio di figura 15, il condensatore *C1*, in serie ad *R1*: si è così ottenuto uno spostamento di fase tale da rendere la valvola induttiva. Utilizzando altri tipi di reti *RC* di sfasamento, è possibile ottenere sfasamenti che rendono la valvola capacitiva, ossia tale che la corrente che la percorre preceda la tensione di 90°. Per quanto riguarda l'effetto finale, le valvole a reattanza capacitiva portano a risultati simili a quelle a reattanza induttiva.

DOMANDE sulle LEZIONI 127ª e 128ª

N. 1 —
Come può essere definita un'onda persistente?

N. 2 —
Per quale motivo un'onda persistente può essere usata per le radio comunicazioni, solo in telegrafia?

N. 3 —
In quale modo è possibile migliorare la stabilità di frequenza in un trasmettitore funzionante su frequenze elevate?

N. 4 —
In un trasmettitore munito di più valvole funzionanti in Alta Frequenza, quale è il compito dello stadio separatore?

N. 5 —
Per quale motivo, in un trasmettitore, si ottengono segnali di uscita perfettamente sinusoidali, sebbene gli stadi funzionino in classe C, ossia con notevole distorsione della forma d'onda?

N. 6 —
Quale è la causa più comune per la quale si ha spesso instabilità nella frequenza di un trasmettitore?

N. 7 —
In quale caso si ottiene il massimo rendimento in uno stadio funzionante in classe C?

N. 8 —
Negli stadi amplificatori con corrente di griglia, quale vantaggio può apportare la polarizzazione per «falla di griglia»?

N. 9 —
Qual'è il compito della batteria di protezione, usata per la polarizzazione «mista» degli stadi funzionanti in classe C?

N. 10 —
Qual'è, negli oscillatori, il compito dei circuiti di neutralizzazione?

N. 11 —
Cosa si intende per «manipolazione» di un'onda portante ad Alta Frequenza?

N. 12 —
Quando il tasto è inserito in circuiti ad alta tensione, come è possibile evitare il pericolo di scariche elettriche all'operatore?

N. 13 —
In quale modo avviene la cosidetta «manipolazione elettronica»?

N. 14 —
Nella modulazione di placca, quale relazione sussiste tra la potenza ad Alta Frequenza e la potenza di modulazione a Bassa Frequenza?

N. 15 —
Qual'è il vantaggio della modulazione di placca e di schermo, nei confronti della sola modulazione di schermo?

N. 16 —
Quali sono i vantaggi e gli svantaggi della modulazione di griglia, nei confronti della modulazione di placca, agli effetti della potenza irradiata?

RISPOSTE alle DOMANDE di p. 1001

N. 1 — Il campo magnetico e quello elettrico sono perpendicolari tra loro. La direzione dell'onda elettromagnetica risultante è perpendicolare ad entrambi.

N. 2 — Il fatto che il campo magnetico e quello elettrico vibrano sul medesimo piano. La direzione di vibrazione del campo elettrico viene presa come senso di polarizzazione.

N. 3 — Le onde spaziali vengono usate per comunicazioni diurne, a frequenza elevata ed a grande distanza. Le onde terrestri per trasmissioni a breve distanza, con frequenza elevata e bassa potenza, o a lunga distanza, con frequenza bassa e forte potenza.

N. 4 — In due parti: onda terrestre vera e propria, e onda aerea. Quest'ultima si propaga in parte in linea retta, ed in parte per riflessione da parte della terra.

N. 5 — Dal fatto che dette onde, passando attraverso i vari strati superiori, vengono di volta in volta rifratte, e tornano sulla terra a grande distanza.

N. 6 — Quella parte di atmosfera rarefatta, i cui atomi vengono ionizzati dai raggi ultravioletti emessi dal sole e dai raggi cosmici. Si trova tra 15 e 500 km al di sopra della superficie terrestre.

N. 7 — In tre strati: D, E ed F. Quest'ultimo, a sua volta, si divide in due strati, F1 ed F2.

N. 8 — Una zona in cui non ha luogo la ricezione, compresa tra il punto massimo di arrivo delle onde terrestri, e l'inizio della zona in cui arrivano le onde spaziali riflesse o rifratte.

N. 9 — Nella variazione di intensità del segnale ricevuto. Alle variazioni del grado di ionizzazione dei diversi strati.

N. 10 — Non necessitano di linee di trasmissione; il collegamento al trasmettitore ne fa parte integrante, ed irradia anchesso.

N. 11 — Nel primo caso, il cavo di alimentazione è connesso ad un ventre di corrente, nel secondo ad un ventre di tensione.

N. 12 — Perchè possono avere una lunghezza limitata alla sola quarta parte della lunghezza d'onda.

N. 13 — Aggiungendo un carico induttivo.

N. 14 — Per la sua bassa resistenza di irradiazione.

N. 15 — Per la loro direzionalità. La sensibilità, infatti, è massima quando il piano della spira coincide con la direzione di provenienza delle onde.

N. 16 — Come il rapporto tra l'intensità di campo in un punto compreso nel lobo della direzione principale dell'antenna in esame, e l'intensità del campo fornito da un'antenna isotropica. Viene normalmente espresso in decibel.

N. 17 — Variando l'angolo tra i due rami, fino a far coincidere le direzioni principali di propagazione.

N. 18 — La prima ha un funzionamento bidirezionale, la seconda — invece — monodirezionale.

REGOLAMENTO INTERNAZIONALE delle TELECOMUNICAZIONI

ARTICOLO 1

DEFINIZIONI

Stazione d'amatore: una stazione che lavora nel servizio d'amatore.

Servizio d'amatore: un servizio di istruzione individuale d'intercomunicazione e di studio tecnico effettuato da amatori, ossia da persone debitamente autorizzate, interessate alla radiotecnica a titolo unicamente personale e senza interesse pecuniario.

Frequenza assegnata a una stazione: la frequenza che coincide con il centro della banda di frequenza in cui la stazione è autorizzata a lavorare. Questa frequenza non corrisponde necessariamente a una qualsiasi frequenza dell'emissione.

Larghezza di banda occupata da una emissione: la banda di frequenza comprendente il 99 % della potenza totale irradiata, estesa ad includere ogni singola frequenza in cui la potenza è almeno lo 0,25 % della totale potenza irradiata.

Tolleranza di frequenza: la tolleranza di frequenza espressa in percentuale o in cicli per secondo è la massima deviazione ammissibile rispetto alla frequenza di riferimento (1) della frequenza caratteristica corrispondente di una emissione; la frequenza di riferimento può differire dalla frequenza assegnata ad una stazione di una quantità fissa e determinata.

(1) Il concetto di frequenza di riferimento diviene necessario per includere le numerose classi di emissione che entrano ora in uso, quali le emissioni a banda laterale unica (single sideband) e le emissioni a canali multipli. Questa frequenza di riferimento è semplicemente una frequenza scelta per ragioni di comodità. L'emissione comprende infatti delle frequenze caratteristiche dell'emissione stessa (per esempio, la frequenza portante propriamente detta, o una frequenza particolare in una banda laterale) in contrapposizione alla frequenza assegnata ed alla frequenza di riferimento, che possono essere considerate come semplici numeri. Lo scopo, tenuto conto delle qualità fisiche degli apparecchi, è che una di queste frequenze caratteristiche coincida sempre con la frequenza di riferimento. E' questa frequenza caratteristica, che si considera come corrispondente alla frequenza di riferimento. La tolleranza di frequenza è lo sconto massimo ammissibile entro queste due frequenze, ossia: la frequenza di riferimento che è un semplice numero, e la frequenza caratteristica corrispondente, che fa fisicamente parte dell'emissione.

POTENZA DI TRASMETTITORE

a) Salvo indicazione contraria, non si utilizzerà che la definizione di « Potenza di cresta di un radiotrasmettitore » come segue:

Potenza di cresta di un radiotrasmettitore: la potenza media fornita all'antenna durante un ciclo a radio frequenza, alla cresta più alta dell'inviluppo della modulazione, considerata in condizioni normali di funzionamento.

b) In casi in cui la precedente definizione non sia sufficiente alla classificazione delle emissioni per caratterizzarne completamente le proprietà pratiche, si potrà considerare la seguente definizione di « Potenza media di un radiotrasmettitore ».

Potenza media di un radiotrasmettitore: la potenza fornita all'antenna in condizioni normali di funzionamento, considerate in tempo abbastanza lungo, rispetto al periodo corrispondente alla più bassa frequenza riscontrata nella reale modulazione. (2)

c) Quando le parole « Potenza di cresta » o « Potenza media » non sono usate nel contesto, deve essere seguita dalla lettera « P », e quella rappresentante la potenza media dalla lettera « M ».

(2) In generale si sceglierà un tempo di 1/10 di secondo durante il quale la potenza media è al massimo.

ARTICOLO 2

Designazione delle emissioni: Le emissioni sono designate secondo la loro classificazione e la larghezza di banda che occupano.

SEZIONE I: CLASSIFICAZIONE

Le emissioni sono classificate e simbolizzate secondo le seguenti caratteristiche:

(1) Tipo di modulazione;
(2) Tipo di trasmissione;
(3) Caratteristiche supplementari

(1) Tipo di modulazione:	Simbolo
a) Ampiezza	A
b) Frequenza (o fase)	F
c) Impulsi	P

(2) Tipo di trasmissione:	Simbolo
a) Assenza di ogni modulazione destinata a trasmettere l'informazione .	0 (zero)
b) Telegrafia senza l'uso di modulazione con una frequenza udibile . .	1
c) Telegrafia per manipolazione d'una frequenza di modulazione udibile o di frequenze di modulazioni audibili, o per manipolazione della emissione modulata (caso particolare: emissione modulata e non manipolata)	2
d) Telefonia	3
e) Facsimile	4
f) Televisione	5
g) Trasmissioni complesse e casi non contemplati	9

(3) Caratteristiche supplementari:	Simbolo
a) Doppia banda laterale, portante completa	(nulla)
b) Banda laterale unica, portante ridotta	a
c) Due bande laterali indipendenti, portante ridotta	b
d) Altre emissioni, portante ridotta .	c
e) Impulsi, modulazione di ampiezza .	d
f) Impulsi, modulazione di larghezza .	e
g) Impulsi, modulazione di fase o di posizione	f

In ordine all'argomento della trasmissione radio, è utile conoscere quali siano le definizioni e le norme che, in sede di accordi internazionali, regolano e uniformano tutte le emissioni.

La convenzione attuale, che riproduciamo per quella parte che può interessare i nostri lettori, è stata siglata ad Atlantic City.

Con l'ausilio di queste pagine (l'argomento verrà ripreso e completato in lezioni future), si può intanto definire, ed individuare in modo inequivocabile, a mezzo di simboli, una trasmissione, in relazione alle sue peculiari caratteristiche.

Tipo di modulazione	Tipo di modulazione	Caratteristiche supplementari	Simbolo
Modulazione di ampiezza	Assenza di modulazione		A0
	Telegrafia senza l'uso di audiofrequenza modulante (modulazione per interruzione di portante)		A1
	Telegrafia per manipolazione di una frequenza di modulazione audibile o di frequenze di modulaz. audibili, o per la manipolazione dell'emissione modulata (caso particolare: emissione modulata non manipolata)		A2
	Telefonia	Due bande laterali portante completa	A3
		Banda laterale unica, portante ridotta	A3a
		Due bande laterali indipendenti, portante ridotta	A3b
	Facsimile		A4
	Televisione		45
	Trasmissioni complesse e casi non contemplati		A9
	Trasmissioni complesse	Portante ridotta	A9c
Modulazione di frequenza o di fase	Assenza di modulazione		F0
	Telegrafia senza l'uso di freq. modulante audibile (telegrafia per interruzione di portante)		F1
	Telegrafia per manipolazione di una frequenza modulante audibile o di frequenze modulanti audibili, o per manipolazione dell'emissione modulata (caso particolare: emissione modulata da una frequenza audibile non manipolata		F2
	Telefonia		F3
	Facsimile		F4
	Televisione		F5
	Trasmissioni complesse e casi non contemplati		F9
Modulazione a impulsi	Assenza di modulazione destinata a trasmettere una informazione		P0
	Telegrafia senza l'uso di una frequenza audibile modulante		P1
	Telegrafia per manipolazione di una frequenza audibile modulante o di frequenze audibili modulanti, o per manipolazione dell'impulso modulato (caso particolare: impulso modulato non manipolato)	Frequenza audibile o frequenze audibili modulanti l'impulso in ampiezza	P2d
		Frequenza audibile o frequenze audibili modulanti l'impulso in larghezza	P2e
		Frequenza audibile o frequenze audibili modulanti l'impulso in fase o in posizione	P2f
	Telefonia	Modulazione d'ampiezza	P3d
		Modulazione di larghezza	P3e
		Modulazione di fase (o di posizione)	P3f
	Trasmissioni complesse e casi non contemplati		P9

TABELLA 92 — ABBREVIAZIONI per TRASMISSIONI RADIOTELEGRAFICHE

Nella trasmissione radiotelegrafica, oltre all'impiego di appositi codici che faremo conoscere e che, si noti, consentono una comunicazione tra corrispondenti anche se gli stessi ignorano la lingua reciproca, si fa largo uso di abbreviazioni.

Quelle che qui riportiamo sono di uso comune: pur essendo basate sulla fonetica della lingua inglese, sono note internazionalmente. Alle abbreviazioni ricorrono spesso sia le stazioni commerçiali, sia quelle degli amatori.

- **Abt** . . . . . circa
- **ac** . . . . . . corrente alternata
- **acct** . . . . . spiegazione
- **adr** . . . . . indirizzo
- **aer** . . . . . circa
- **af** . . . . . . bassa frequenza
- **agn** . . . . . di nuovo
- **ahd** . . . . . avanti
- **am** . . . . . . modulazione di ampiezza
- **amp** . . . . . ampère
- **amt** . . . . . quantità
- **ani** . . . . . ogni
- **ant** . . . . . . antenna

- **Bcl** . . . . . radio ascoltatore
- **bcnu** . . . . . arrivederci
- **bcz** . . . . . a causa di
- **bd** . . . . . . cattivo
- **bi** . . . . . . a mezzo di
- **bk** . . . . . . duplex
- **bkg** . . . . . rottura
- **blo** . . . . . credere
- **bn** . . . . . . stato
- **bt** . . . . . . bassa tensione
- **btn** . . . . . tra
- **btr** . . . . . . meglio
- **bu** . . . . . . stadio separatore
- **bug** . . . . . tasto semiautomatico
- **b4** . . . . . . prima

- **C** . . . . . . si
- **call** . . . . . chiamata, nominativo
- **cans** . . . . . cuffia
- **cd** . . . . . . potere
- **cfm** . . . . . conferma
- **ck** . . . . . . controllo
- **ckt** . . . . . circuito
- **cl, cld** . . . . chiamare, chiamata
- **cn** . . . . . . potere
- **cndx** . . . . . condizioni di propagazione
- **cnt** . . . . . non potere
- **co** . . . . . . oscillatore a cristallo
- **congrats** . . . congratulazioni
- **cq** . . . . . . chiamata generale
- **crd** . . . . . . cartolina
- **cu** . . . . . . vi troverò
- **cuagn** . . . . arrivederci
- **cud** . . . . . potere
- **cul** . . . . . arrivederci
- **cw** . . . . . . grafia

- **Dc** . . . . . . corrente continua
- **dld** . . . . . . stabilito
- **dly** . . . . . decisione
- **dope** . . . . . stazione
- **dr** . . . . . . caro
- **dx** . . . . . . distanza

- **Eco** . . . . . oscill. accopp. elettronico
- **es** . . . . . . ed

- **Fb** . . . . . . molto bene
- **fd** . . . . . . duplicatore di frequenza
- **fone** . . . . . fonia
- **fil** . . . . . . filamento
- **fm** . . . . . . da, modul. di frequenza
- **fones** . . . . telefoni
- **fr** . . . . . . per
- **freq** . . . . . frequenza

- **Ga** . . . . . . andate avanti, buongiorno
- **gb** . . . . . . arrivederci
- **gba** . . . . . date miglior indirizzo
- **gd** . . . . . . terra
- **ge** . . . . . . buona sera
- **gg** . . . . . . andando
- **gld** . . . . . contento
- **gm** . . . . . . buon giorno
- **gn** . . . . . . buona notte
- **gsa** . . . . . date qualche indirizzo
- **gud** . . . . . buono

- **Ham** . . . . . amatore
- **hbn** . . . . . sono stato
- **hf** . . . . . . alta frequenza
- **hi** . . . . . . risata
- **hpe** . . . . . spero
- **hr** . . . . . . qui, udire
- **hrd** . . . . . udito
- **ht** . . . . . . alta tensione
- **hv** . . . . . . avere
- **hvy** . . . . . forte, pesante, molto
- **hw** . . . . . come mi sentite ?

- **I** . . . . io
- **inpt** . . . . . ingresso

- **Lid** . . . . . cattivo operatore
- **ltr** . . . . . . più tardi, lettera

- **Ma** . . . . . . milliampère, mod. di ampiez.
- **mg** . . . . . gruppo generatore
- **mi** . . . . . . mio
- **mike** . . . . microfono
- **mils** . . . . . milliampère
- **mn** . . . . . minuto
- **mni** . . . . . molto
- **mo** . . . . . . oscillatore pilota
- **msg** . . . . . messaggio

- **N** . . . . no
- **nd** . . . . . . niente da fare
- **new** . . . . . nuovo
- **nice** . . . . . bello, ben fatto
- **nil** . . . . . . niente per voi
- **nm** . . . . . . non più
- **nr** . . . . . . vicino, numero
- **nsa** . . . . . non questo indirizzo
- **nw** . . . . . . adesso

- **Ob** . . . . . . caro amico
- **oc** . . . . . . vecchio amico
- **ok** . . . . . . sta bene
- **om** . . . . . . caro vecchio
- **on** . . . . . . in aria, in onda
- **oo** . . . . . . osservatorio ufficiale
- **opn** . . . . . operazioni
- **opr** . . . . . operatore
- **ops** . . . . . stazione ufficiale
- **ot** . . . . . . vecchio radioamatore
- **ow** . . . . . . vecchia amica

- **Pa** . . . . . . amplificatore di potenza
- **pbl** . . . . . preambolo
- **pp** . . . . . . push-pull
- **ppa** . . . . . amplificatore push-pull
- **pse** . . . . . per favore
- **punk** . . . . cattivo operatore
- **px** . . . . . . stampa

- **R** . . . . . . ricevuto
- **rac** . . . . . corr. altern. rettificata
- **rcd** . . . . . ricevuto
- **rcvr** . . . . . ricevitore
- **rdo** . . . . . radio
- **rf** . . . . . . radiofrequenza
- **ri** . . . . . . radio ispettore
- **rig** . . . . . . stazione
- **rprt** . . . . . rapporto
- **rpt** . . . . . . ripetere
- **rx** . . . . . . ricevitore

- **Sa** . . . . . . dire
- **sed** . . . . . detto
- **sez** . . . . . . dice
- **sig, sg** . . . . firma
- **sigs** . . . . . segnali
- **sine** . . . . . iniziali personali
- **sked** . . . . . appuntamento
- **sl** . . . . . . saluti
- **sld** . . . . . integralmente
- **sn** . . . . . presto
- **sri** . . . . . . spiacente
- **svc** . . . . . servizio

- **Tc** . . . . . . termocoppia
- **test** . . . . . prova
- **tfc** . . . . . . traffico
- **tng** . . . . . . cosa
- **tmw** . . . . . domani
- **trub** . . . . . guasti, disturbi
- **tt** . . . . . . quello
- **tu, tks** . . . . grazie
- **tx** . . . . . . trasmettitore

- **U** . . . . . . voi
- **ur** . . . . . . vostro, voi siete
- **urs** . . . . . vostri

- **Vf** . . . . . . frequenza variabile
- **vfo** . . . . . . oscillatore variabile
- **vt** . . . . . . valvola
- **vy** . . . . . . molto

- **Wa** . . . . . parola dopo
- **wb** . . . . . parola prima
- **wd** . . . . . . vorrebbe, parola
- **wds** . . . . . parole
- **wkd** . . . . . lavorato
- **wkg** . . . . . lavorando
- **wl** . . . . . . sarà bene
- **wt** . . . . . . cosa? aspettare, wait
- **wud** . . . . . sarebbe
- **wv, wl** . . . . onda, lunghezza d'onda
- **wx** . . . . . . tempo
- **xmtr** . . . . . trasmittente

- **Xs** . . . . . . atmosferici
- **xtal** . . . . . cristallo
- **xyl** . . . . . . moglie
- **yf** . . . . . . moglie
- **yl** . . . . . . signorina
- **yr** . . . . . . vostro
- **2 nite** . . . . stanotte, stasera
- **73** . . . . . . i migliori saluti
- **88** . . . . . . affettuosità

Qualsiasi stazione emittente deve, in base ad accordi internazionali, possedere un proprio nominativo. Tale nominativo, scelto nell'ambito nazionale con lettere e nomi, deve essere preceduto, sempre, da un prefisso in base al quale possa subito essere individuata la nazionalità della trasmittente.

Quella che segue è appunto la lista dei prefissi di nazionalità, che devono essere anteposti ai nominativi delle stazioni radio a carattere commerciale e di radio diffusione. Si intende che, all'interno di ciascun gruppo delimitato dalle lettere, vengono scelte le possibili combinazioni.

Per le stazioni dilettantistiche si ha un'altra apposita lista, che pubblicheremo nelle lezioni ad esse dedicate.

Prefissi	Nazionalità
AAA - ALZ	Stati Uniti d'Am.
AMA - AOZ	Spagna
ATA - AWZ	India
AXA - AXZ	Australia
AYA - AZZ	Repub. Argentina
BAA - BZZ	Cina
CAA - CEZ	Cile
CFA - CKZ	Canadà
CLA - CMZ	Cuba
CNA - CNZ	Marocco
COA - COZ	Cuba
CPA - CPZ	Bolivia
CQA - CRZ	Colonie portoghesi
CSA - CUZ	Portogallo
CVA - CXZ	Uruguay
CYA - CZZ	Canadà
DAA - DTZ	Germania
DUA - DZZ	Filippine
EAA - EHZ	Spagna
EIA - EJZ	Irlanda
EKA - EKZ	U.R.S.S.
ELA - ELZ	Liberia
EMA - EOZ	U.R.S.S.
EPA - EQZ	Iran
ERA - ERZ	U.R.S.S.
ESA - ESZ	Estonia
ETA - ETZ	Etiopia
EUA - EWZ	Repub. Bielorussa
EXA - EZZ	U.R.S.S.
FAA - FZZ	Francia
GAA - GZZ	Gran Bretagna
HAA - HAZ	Ungheria
HBA - HBZ	Svizzera
HVA - HDZ	Equador
HEA - HEZ	Svizzera
HFA - HFZ	Polonia
HGA - HGZ	Ungheria
HHA - HHZ	Haiti
HIA - HIZ	Rep. Dominicana
HJA - HKZ	Colombia
HLA - HMZ	Corea
HNA - HNZ	Iraq
HOA - HPZ	Panama
HQA - HRZ	Honduras
HSA - HSZ	Tailandia
HTA - HTZ	Nicaragua
HUA - HUZ	San Salvador
HVA - HVZ	Vaticano
HWA - HYZ	Francia
HZA - HZZ	Arabia Saudita
IAA - IZZ	Italia
JAA - JSZ	Giappone
JTA - JVZ	Mongolia
JWA - JXZ	Norvegia
JYA - JYZ	Giordania
JZA - JZZ	N. Guinea Oland.
KAA - KZZ	U.S.A.
LAA - LNZ	Norvegia
LOA - LWZ	Argentina
LXA - LXZ	Lussemburgo
LYA - LYZ	Lituania
LZA - LZZ	Bulgaria
MAA - MZZ	Gran Bretagna
NAA - NZZ	U.S.A.
OAA - OCZ	Perù
ODA - ODZ	Libano
OEA - OEZ	Austria
OFA - OJZ	Finlandia
OKA - OMZ	Cecoslovacchia
ONA - OTZ	Belgio
OUA - OZZ	Danimarca
PAA - PIZ	Olanda
PJA - PJZ	Antille Olandesi
PKA - POZ	Indonesia
PPA - PYZ	Brasile
PZA - PZZ	Surinam
RAA - RZZ	U.R.S.S.
SAA - SMZ	Svezia
SNA - SRZ	Polonia
SSA - SSM	Egitto
SSN - STZ	Sudan
SUA - SUZ	Egitto (U.A.R.)
SVA - SSZ	Grecia
TAA - TCZ	Turchia
TDA - TDZ	Guatemala
TEA - TEZ	Costa Rica
TFA - TFZ	Islanda
TGA - TGZ	Guatemala
THA - THZ	Francia
TIA - TIZ	Costa Rica
TJA - TRZ	Francia
TSA - TSM	Tunisia
TSN - TZZ	Francia
UAA - UQZ	U.R.S.S.
URA - UTZ	Ucraina
UAA - UZZ	U.R.S.S.
VAA - VGZ	Canadà
VHA - VNZ	Australia
VOA - VOZ	Canadà
VPA - VSZ	Colonie Britan.
VTA - VWZ	India
VXA - VYZ	Canadà
VZA - VZZ	Australia
WAA - WZZ	U.S.A.
XAA - XIZ	Messico
XJA - XOZ	Canadà
XPA - XPX	Danimarca
XQA - XRZ	Cile
XSA - XSZ	Cina
XTA - XTZ	Francia
XUA - XUZ	Cambogia
XVA - XVZ	Viet Nam
XWA - XWZ	Laos
XXA - XXZ	Colonie Portoghesi
XYA - XZZ	Burma
YAA - YAZ	Afganistan
YBA - YHZ	Indonesia
YIA - YIZ	Iraq
YJA - YJZ	Nuove Ebridi
YKA - YKZ	Siria (U.A.R.)
YLA - YLZ	Latvia
YMA - YMZ	Turchia
YNA - YNZ	Nicaragua
YOA - YRZ	Rumenia
YSA - YSZ	San Salvador
YTA - YUZ	Iugoslavia
YVA - YYZ	Venezuela
YZA - YZZ	Iugoslavia
ZAA - ZAZ	Albania
ZBA - ZJZ	Colonie Britan.
ZKA - ZMZ	Nuova Zelanda
ZNA - ZOZ	Colonie Britan.
ZPA - ZPZ	Paraguay
ZQA - ZQZ	Colonie Britan.
ZRA - ZUZ	Un. Sudafricana
ZVA - ZZZ	Brasile
2AA - 2ZZ	Gran Bretagna
3AA - 3AZ	Monaco
3BA - 3FZ	Canadà
3GA - 3GZ	Cile
3HA - 3UZ	Cina
3VA - 3VZ	Tunisia
3WA - 3WZ	Viet Nam
3XA - 3XZ	Guinea
3YA - 3YZ	Norvegia
3ZA - 3ZZ	Polonia
4AA - 4CZ	Messico
4DA - 4IZ	Filippine
4JA - 4LZ	U.R.S.S.
4MA - 4MZ	Venezuela
4NA - 4OZ	Iugoslavia
4PA - 4SZ	Ceylon
4TA - 4TZ	Perù
4UA - 4UZ	Nazioni Unite
4VA - 4VZ	Haiti
4WA - 4WZ	Yiemen
4XA - 4XZ	Israele
4YA - 4YZ	Organizz. Internaz. Aviazione Civile
4ZA - 4ZZ	Israele
5AA - 5AZ	Libia
5CA - 5GZ	Marocco
5JA - 5KZ	Colombia
5LA - 5MZ	Liberia
5PA - 5QZ	Danimarca
5RA - 5VZ	Francia
6AA - 6BZ	Egitto (U.A.R.)
6CA - 6CZ	Siria (U.A.R.)
6DA - 6JZ	Messico
6KA - 6NZ	Corea
6OA - 6OZ	Somalia
6PA - 6SZ	Pakistan
6TA - 6UZ	Sudan
7AA - 7IZ	Indonesia
7JA - 7NZ	Giappone
7SA - 7SZ	Svezia
7ZA - 7ZZ	Arabia Saudita
8AA - 8IZ	Indonesia
8IA - 8NZ	Giappone
8SA - 8SZ	Svezia
8TA - 8YZ	India
8ZA - 8ZZ	Arabia Saudita
9AA - 9AZ	San Marino
9BA - 9DZ	Iran
9EA - 9FZ	Etiopia
9GA - 9GZ	Ghana
9KA - 9KZ	Kuwait
9MA - 9MZ	Malesia
9NA - 9NZ	Nepal
9OA - 9UZ	Congo

TABELLA 94 — CARATTERI TELEGRAFICI dell'ALFABETO MORSE

Abbiamo visto che, interrompendo opportunamente la corrente ad opera di un tasto apposito, è possibile inviare messaggi per via radio sotto forma di impulsi di radiofrequenza, secondo un determinato codice. Detto codice consiste nella trasmissione di brevi impulsi (punti) o di impulsi più lunghi (linee) che, disposti in numerose combinazioni, consentono di rappresentare sia lettere che numeri o segni convenzionali.

La tabella che segue riporta appunto i caratteri dell'alfabeto, nonchè i numeri (che esistono solo dall'uno allo zero, in quanto sono possibili tutte le combinazioni), la punteggiatura, ed alcuni segni convenzionali.

Nell'alfabeto, oltre alle 26 lettere normali, sono elencati, a parte, sette suoni speciali (vocali accentate, con dieresi, tilde, ecc.) di cui solo alcuni sono in uso anche nella lingua italiana.

Un particolare di una certa importanza nella trasmissione di messaggi telegrafici mediante l'alfabeto Morse, è che non esistono lettere maiuscole o minuscole. Data la necessaria brevità delle singole comunicazioni, questi particolari relativi al comune modo di scrivere perdono la loro importanza.

L'apprendimento di questo codice deve essere effettuato non in base all'aspetto che ogni carattere ha quando è tradotto in punti e linee sulla carta, bensì in base alla carateristica sonora di ogni segno, consistente cioè in impulsi di diversa durata, ed in varie combinazioni, di una nota scelta opportunamente.

ALFABETO

a	=	· —	r	=	· — ·
b	=	— · · ·	s	=	· · ·
c	=	— · — ·	t	=	—
d	=	— · ·	u	=	· · —
e	=	·	v	=	· · · —
f	=	· · — ·	w	=	· — —
g	=	— — ·	x	=	— · · —
h	=	· · · ·	y	=	— · — —
i	=	· ·	z	=	— — · ·
j	=	· — — —			
k	=	— · —	ä	=	· — · —
l	=	· — · ·	à	=	· — — · —
m	=	— —	ch	=	— — — —
n	=	— ·	é	=	· · — · ·
o	=	— — —	ñ	=	— — · — —
p	=	· — — ·	ö	=	— — — ·
q	=	— — · —	ü	=	· · — —

ALTRI CARATTERI

Numeri			Punteggiatura				Segni convenzionali		
1	=	· — — — —	punto	(.)	=	· — · — · —	attesa	=	· — · · ·
2	=	· · — — —	virgola	(,)	=	— — · · — —	cancellatura	=	· · · · · · · ·
3	=	· · · — —	due punti	(:)	=	— — — · · ·	fine	=	· — · — ·
4	=	· · · · —	trattino	(-)	=	— · · · · —	inizio messaggio	=	— · — · —
5	=	· · · · ·	punto e virgola	(;)	=	— · — · — ·	intervallo	=	· — · · ·
6	=	— · · · ·	apostrofo	(')	=	· — — — — ·	ricevuto	=	· — ·
7	=	— — · · ·	barra (fraz.)	(/)	=	— · · — ·	pronto	=	— · —
8	=	— — — · ·	parentesi	( )	=	— · — — · —	fine trasmissione	=	· · · — · —
9	=	— — — — ·	due trattini	(=)	=	— · · · —	S. O. S. (soccorso)	=	· · · — — — · · ·
0	=	— — — — —	interrogativo	(?)	=	· · — — · ·	sottolinea	=	· · — — · —

AVVISO a tutti i lettori

Dal 6 al 20 Agosto prossimi i ns. Uffici resteranno **chiusi per ferie.**
Durante tale periodo (per 2 settimane dopo il N° 44) **non usciranno i fascicoli del «Corso».** Col N° 45 – che sarà posto in distribuzione il 26 Agosto p. v. – riprenderà la frequenza settimanale, sino al N° 52, ultimo Numero previsto.
L'ultimo fascicolo del «Corso di RADIOTECNICA» recherà anche l'«errata-corrige» e gli Indici.

SIAMO LIETI DI ANNUNCIARE ORA CHE, COME LOGICO SEGUITO AL CITATO « Corso » SARA' PUBBLICATO, SETTIMANALMENTE IL

corso di TELEVISIONE

con costruzione di un televisore

QUANTO PRIMA ESPORREMO AMPI DETTAGLI RELATIVI A QUESTO NUOVO PERIODICO CHE — POSSIAMO GIA' AFFERMARLO SIN D'ORA — NON HA RISCONTRO PER RICCHEZZA DI CONTENUTO, CHIAREZZA DI ESPOSIZIONE E PRATICITA' DI RISULTATI CON NESSUN'ALTRA INIZIATIVA DEL GENERE, SIA A CARATTERE SCOLASTICO CHE A CARATTERE EDITORIALE.

— Creare suoni che non esistono nella realtà! Ecco una cosa possibile a tutti i possessori di un registratore magnetico, seguendo le tecniche illustrate in un articolo sui **trucchi sonori alla portata degli amatori.** Potrete così creare degli effetti sonori originali ed artistici, oppure semplicemente curiosi e divertenti, che renderanno molto più attraenti le vostre registrazioni.

— Sempre quanti si interessano della registrazione magnetica su nastro, nella nuova rubrica **Parole e suoni** troveranno le risposte ai quesiti che essi stessi vorranno sottoporre.

— Ancora nel campo della Bassa Frequenza, viene illustrato un metodo semplice e facile per ottenere il **bilanciamento degli stadi finali in controfase.**

— Ai tecnici di laboratorio interesserà un articolo dedicato alla **fotometria** ed ai metodi per la misura della luminanza dello schermo dei tubi a raggi catodici.

— Gli indicatori ottici, di qualunque tipo essi siano, sono presenti in moltissime apparecchiature elettroniche in quanto consentono di accertare visivamente lo stato di funzionamento dei circuiti. In questo articolo vengono descritti il funzionamento e le applicazioni dei **thyratron indicatori**, un tipo particolare di valvola a gas a catodo freddo le cui caratteristiche elettriche ne fanno il componente più versatile per l'applicazione anzidetta.

— I diversi problemi connessi con l'ottenimento di una buona **linearità orizzontale nei televisori a 110°** sono oggetto di un articolo dedicato in particolare al videoriparatore.

— Telefonare con la luce! A questo si giungerà modulando ed amplificando la luce prodotta da un nuovo dispositivo chiamato **Laser.** Il funzionamento del Laser viene esaurientemente descritto in modo piano ed accessibile a tutti.

— Viene pubblicata la II Parte di un articolo sul **Progetto di stadi a transistori per radioricevitori.** Il tecnico progettista vi troverà esposte, in modo eminentemente pratico, le norme più importanti da seguire.

— L'apparecchio è riparabile subito? Quanto costa la riparazione? Sono questi i due soli quesiti che interessano il proprietario di un televisore guasto, e che esigono una pronta ed esatta risposta da parte del tecnico. Viene qui esposto un metodo per **la diagnosi dei guasti di un televisore presso il domicilio del cliente,** in modo da ottenere quegli elementi che consentono di rispondere ai quesiti posti.
E' compresa una tabella ove sono esposti sinteticamente 20 probabili guasti, con indicazione dei sintomi, del punto probabile del guasto e dei controlli da effettuare.

— Tabella di sostituzione delle valvole riceventi con i tipi RCA prodotti in Italia dalla ATES.

Completano il fascicolo le abituali rubriche, e cioè un notiziario relativo ad avvenimenti riguardanti la tecnica elettronica, da tutto il mondo; una recensione di libri e opuscoli; gli avvisi gratuiti a disposizione di tutti i lettori; un esame tecnico di apparecchiature del commercio; un breve riassunto di articoli importanti di riviste estere, ecc. ecc.

Qualche cenno sul fascicolo N. 102 della rivista mensile « RADIO e TELEVISIONE » posta in distribuzione recentemente. Chiedetela all'edicola (lire 300) o abbonatevi a 12 numeri (lire 3060).

APPARECCHI e PARTI STACCATE per il traffico radiantistico

4/103 - S - **Gruppo VFO** pilota per trasmettitore 144 ÷ 148 MHz. Controllo a cristallo. Atto al pilotaggio di una valvola tipo 832 oppure 2E26. A 4 valvole. Senza valvole e senza cristallo . . . . L. 6.800

4/102 - V - **Gruppo VFO** pilota per trasmettitore, atto al pilotaggio di 2 valvole 807 in parallelo. A 3 valvole. Gamme radiantistiche: 10, 15, 20, 40, 80 metri. Senza valvole L. 7.500

4/104 - S Gruppo VFO pilota per trasmettitore, atto al pilotaggio di una valvola 807 o equivalente. 6 gamme radiantistiche: 10, 11, 15, 20, 40, 80 metri. A due valvole. Senza valvole. L. 7.500

4/151 - **Convertitore** per la ricezione della gamma dei 2 metri (144 ÷ 146 MHz). 4 valvole con controllo a cristallo. Uscita con FI di 26 ÷ 28 MHz. Da usare in unione ad un ricevitore con gamma 26 ÷ 28 MHz. Senza alimentatore. Con valvole e cristallo . . . L. 29.000

4/152 - **Convertitore** come il 4/151, ma con alimentatore a C.A. incorporato e commutatore di antenna. Con valvole e cristallo . . L 36.500

Gli apparecchi non sono forniti in scatola di montaggio. Per ulteriori dettagli richiedere il Bollettino Tecnico Geloso N. 69 - 70.

G 209 - **Ricevitore** professionale per traffico radiantistico. 6 gamme: 10, 11, 15, 20, 40, 80 metri. Controlli a cristallo. Ricezione AM, SSB, CW. Limitatore dei disturbi. Sensibilità 1 μV con rapporto segnale/disturbo di 6 dB. Tasse radio comprese . . . . L. 153.500

G 222 - TR - **Trasmettitore** per traffico radiantistico. 6 gamme: 10, 11, 15, 20, 40, 80 metri. 75 watt alimentazione stadio finale RF. 8 valvole con valvola finale 6146. 4 raddrizzatori. Per fonia (AM) e grafia (CW). Modulazione al 100%. . . . . L. 130.000

GELOSO S. p. A. - Viale Brenta, 29 - Telefoni 563.183/4/5/6/7 - MILANO (808)

HEATH COMPANY

a subsidiary of Daystrom, Inc.

MODELLO

HEATHKIT DX-60 PHONE AND CW

Transmitter KIT

REQUISITI

- *Tubo amplificatore finale di tipo 6149 con una potenza anodica input di 90 Watt.*
- *Funzionamento in C.W. ed in FONIA nelle bande degli 80, 40, 20, 15 e 10 metri.*
- *Accoppiamento di uscita a Pi-greca. Commutatore per la selezione di 4 cristalli. Possibilità di eccitazione con V.F.O. esterno.*
- *Realizzazione funzionale ed elegante.*

LARIR RAPPRESENTANTE GENERALE PER L'ITALIA

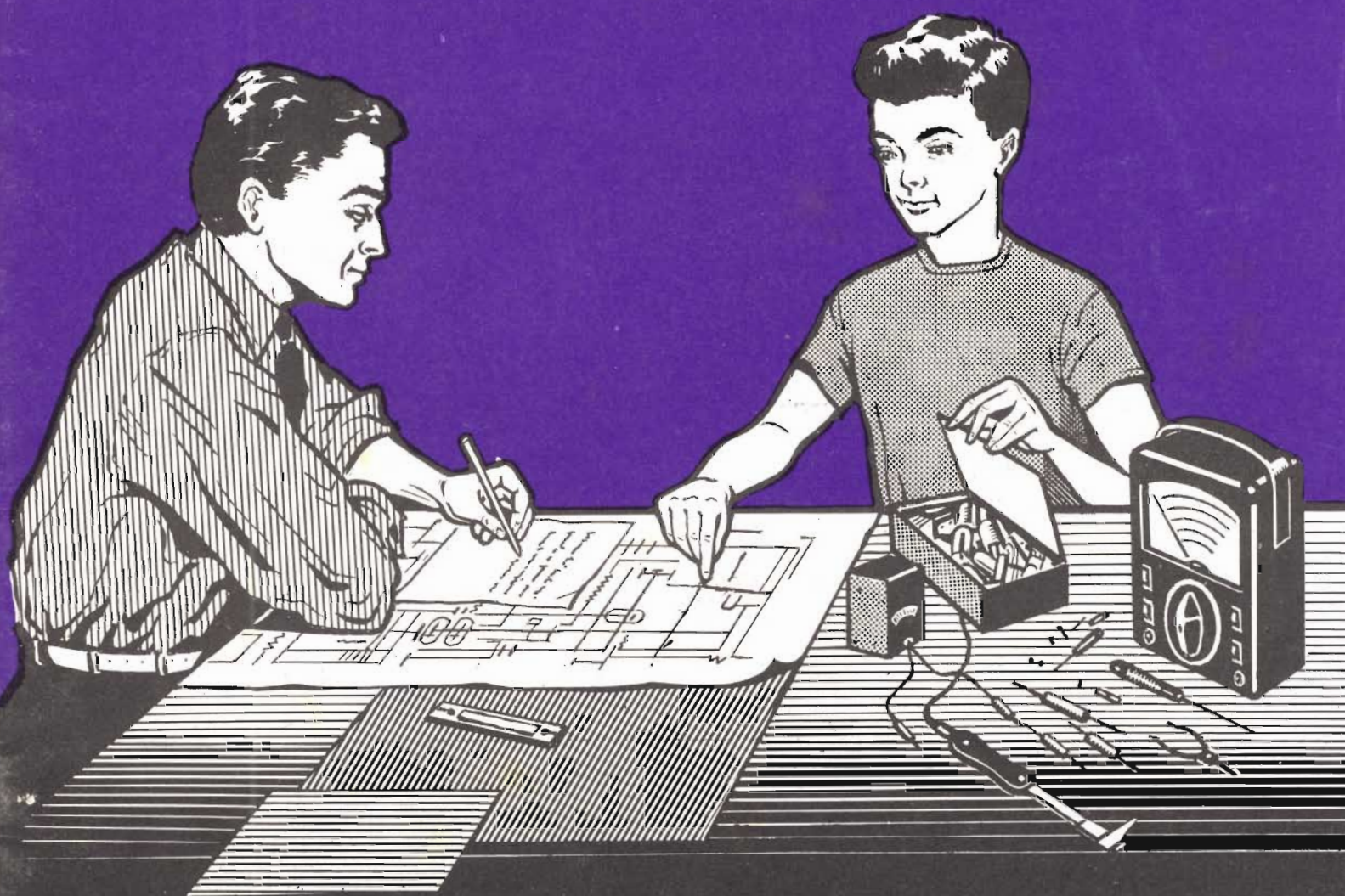
MILANO **P.zza 5 GIORNATE 1**
Telefoni: 795.762 - 795.763

Agenti esclusivi di vendita per:

LAZIO - UMBRIA - ABRUZZI . . Soc. FILC RADIO
Piazza Dante, 10 - ROMA - telefono 736.771

EMILIA - MARCHE . . . . Ditta A. ZANIBONI
Via Azzogardino, 2 - BOLOGNA - telefono 263.359

VENETO . . . . Ditta E. PITTON
Via Cavallotti, 12 - PORDENONE - tel. 2244

corso di RADIOTECNICA

pubblicazione settimanale - 5 - 12 agosto 1961 - un fascicolo lire 150 44° numer

corso di RADIOTECNICA

settimanale a carattere culturale

Direzione, Amministrazione, Pubblicità:
Via dei Pellegrini 8/4 - Telef. 593.478
MILANO

Ogni fascicolo — contenente 3 lezioni — costa lire 150, acquistato alle edicole.

Se l'edicola risulta sprovvista, o si teme di rimanere privi di qualche numero, si chieda invio settimanale direttamente al proprio domicilio a mezzo abbonamento.

Il versamento per ricevere i 52 fascicoli costituenti l'intero Corso è di lire 6500 + I.G.E. = lire 6630. A mezzo vaglia postale, assegno bancario, o versamento sul conto corr. postale 3/41.203 del « Corso di RADIOTECNICA » - Via dei Pellegrini 8-4 - Milano.

In ogni caso, scrivere in modo molto chiaro e completo il proprio indirizzo.

L'abbonamento può essere effettuato in qualsiasi momento; si intende comprensivo delle lezioni pubblicate e dà diritto a ricevere tali lezioni, che saranno inviate con unica spedizione.

Estero: abbonamento al Corso, Lit. 8.500. ($ 15). Numeri singoli Lit. 300 ($ 0,50).

Per i cambi di indirizzo durante lo svolgimento del Corso, unire lire 100, citando sempre il vecchio indirizzo.

Fascicoli singoli arretrati — se disponibili — possono essere ordinati a lire 300 cadauno.

Non si spedisce contrassegno.

Distribuzione alle edicole di tutta Italia: Diffus. Milanese . Via Soperga, 57 - Milano.

Direttore responsabile: Giulio Borgogno.

Autorizzaz. N. 5357 - Tribunale di Milano.

Stampa: Intergrafica S.r.l. - Cologno Monzese.

La Direzione non rivende materiale radio; essa può comunicare, se richiesta, indirizzi di Fabbricanti, Importatori, Grossisti ecc. in grado di fornire il necessario ed ai quali il lettore può rivolgersi direttamente.

Alla corrispondenza con richiesta di informazioni ecc. si prega allegare sempre il **francobollo per la risposta.**

Parte del testo e delle illustrazioni è dovuta alla collaborazione del Bureau of Naval Personnel, nonchè al Dept. of the Army and the Air Force - U.S.A.

A chi può essere utile questo Corso? Anzitutto — stante la sua impostazione — il Corso, basato sull'esposizione in forma a tutti accessibile, della radiotecnica, dai suoi elementi basilari alla evoluzione più recente, rappresenta la forma ideale per tutti coloro che intendono dedicarsi all'elettronica, sia come forma ricreativa sia — soprattutto — per l'acquisizione di una professione specializzata che possa procurare loro una posizione di privilegio in seno alla società odierna.

Anno per anno, la nostra civiltà si indirizza sempre più verso questa meravigliosa, si potrebbe dire fascinosa, elettronica, che nel modo più evidente consente sviluppi impensati, progressi grandiosi e una rapida evoluzione di tutti gli altri rami dello scibile che essa tocca e influenza.

L'industria, tutta l'industria, nel senso più ampio, da quella elettrotecnica a quella meccanica, alla metallurgica, alla chimica ecc., con i suoi laboratori di ricerca e le sue fabbriche richiede, e richiederà sempre più, con un ritmo rapidamente crescente, tecnici specializzati con conoscenza dell'elettronica, tecnici specificatamente elettronici e persino operai e impiegati di ogni ordine e categoria con cognizioni di elettronica.

Si può dire che anche le branche commerciali, quelle dei trasporti e persino quelle amministrative con le recenti introduzioni delle calcolatrici, abbisognano di personale che conosca i principi dell'elettronica, le macchine relative, il loro pieno sfruttamento, la eventuale riparazione ecc. e, quanto più in modo completo, quanto meglio.

Nasce, da una tale situazione, una logica conseguenza: per la scelta di una professione o di un mestiere, per un miglioramento della propria posizione sociale, per l'intrapresa di una libera attività o anche per la sola acquisizione di cognizioni che indubbiamente verranno oltremodo utili, è quanto mai opportuno riflettere se non sia conveniente dedicare un po' di tempo allo studio di questa scienza che ha tra l'altro il pregio di rendersi immediatamente attraente, concreta, accessibile e foriera di moltissime soddisfazioni.

A questo scopo appunto, e con questi intenti, è stato redatto questo Corso.

Non mancano invero altri corsi (specie per corrispondenza) o scuole di radiotecnica, nè mancano (sebbene siano in numero del tutto inadeguato) scuole statali o pareggiate ma la struttura e l'impostazione che caratterizzano queste 156 lezioni sono alquanto particolari, presentando non pochi vantaggi sulle diverse altre forme di cui si è detto.

Anzitutto vogliamo porre in evidenza **il fattore economico.**

Frequentare regolarmente, durante tutto l'anno, una scuola è certo il modo più logico — anche se non il più rapido — per apprendere ma, tralasciando il fatto che rarissimi sono gli Istituti di radiotecnica, è a tutti possibile dedicarsi esclusivamente, e per l'intero anno, allo studio? Noi riteniamo che chi può farlo costituisca oggi assai più l'eccezione che la regola. Ciò significa infatti poter disporre liberamente del proprio tempo senza avere la necessità di un contemporaneo guadagno: il nostro Corso permette a chiunque di studiare a casa propria, nelle ore libere dal lavoro, senza abbandonare o trascurare quest'ultimo. Ciò caratterizza invero anche altri corsi, ma il vantaggio economico diviene notevole ed evidentissimo se si considera che di fronte all'esborso, anche se rateale, di quasi 80.000 lire che i corsi per corrispondenza richiedono, seguendo il nostro Corso la spesa in un anno risulta di poco più di 7500 lire (150 lire alla settimana presso un'edicola) o di 6630 lire totali, con recapito postale, settimanale, delle lezioni a domicilio.

E' superfluo dire che la Modulazione di Frequenza, i transistori, i circuiti stampati, la trasmissione, il telecomando ecc. sono argomenti integrali del Corso e non costituiscono motivo di corsi speciali, aggiunti o particolari.

Le lezioni di questo Corso — a differenza di molte altre — non sono stampate con sistemi di dispensa, a ciclostile, o con sistemi più o meno analoghi, derivanti cioè da un originale battuto a macchina da scrivere; esse sono stampate in uno stabilimento grafico, con chiari caratteri tipografici da cui deriva una assai più agevole lettura e — fattore certamente di non secondaria importanza — un contenuto molto più ampio, corrispondendo una pagina a stampa a tre o quattro pagine di quelle citate. Il lettore avrà, alla fine del Corso, un volume di ben 1248 pagine di grande formato!

Chiunque, indipendentemente dall'età, dalla professione e dalle scuole compiute **può seguire il Corso.** Alle esposizioni teoriche si abbinano numerose, attraenti, istruttive ed utili descrizioni che consentono la realizzazione di ricevitori, amplificatori, strumenti vari e persino di trasmittenti su onde corte.

A questo proposito è sintomatico il fatto che la Direzione non vuole assolutamente assumere la fisionomia di un fornitore o commerciante di materiale radio, rivendendo agli allievi le parti necessarie. Il materiale occorrente l'interessato può acquistarlo dove e come meglio crede e, assai spesso anzi, già ne dispone. Viene così evitato l'acquisto forzoso, caratteristico più o meno di tutti gli altri corsi.

Anche chi è già radiotecnico, anche chi ha seguito o segue altri corsi troverà il massimo tornaconto in questo completo ed aggiornato lavoro. Molte nozioni, è logico, saranno note, altre un po' meno e sarà utile rinfrescarle, e il tutto infine costituirà un manuale di consultazione, prezioso tanto per la teoria esposta quanto per i numerosi schemi, per le tabelle, per i grafici, gli elenchi, i dati, il vocabolario dei termini ecc.

Concludendo, si può affermare che questo **Corso di Radiotecnica** oltre che come insegnamento graduale si presenta come **enciclopedia e rivista assieme** ciò che permette di formare — con modestissima spesa — **il più completo, ricco, utile e pratico volume di radiotecnica di cui sia dato oggigiorno disporre.**

TRASMISSIONE DILETTANTISTICA

Siamo ora giunti a trattare di un argomento veramente appassionante: la trasmissione dilettantistica o, come oggi più correntemente si dice, il *radiantismo*. Abbiamo definito questo argomento «appassionante», perchè, invero, la soddisfazione intima che l'esplicazione di una attività del genere può procurare supera — e in molti casi di gran lunga — quella che può derivare da applicazioni diverse, in altri rami dell'elettronica.

Radiodilettanti sono stati — tra l'altro — illustri scienziati, medici, letterati, i quali, pur nella loro veste di uomini illustri, sono rimasti sempre attivi radioamatori. Del resto, in argomento, vale un motto ben noto negli ambienti degli «OM» (così si definiscono i dilettanti di trasmissione) di tutto il mondo: «Una volta OM, sempre OM!».

Se può costituire motivo di soddisfazione la costruzione di uno strumento di misura, di un ricevitore, o di altri apparecchi del genere, il costruire un trasmettitore per comunicare, a viva voce, con altri cultori della nostra scienza, è applicazione che veramente offre un piacere grande, del tutto particolare. Costruendo un radioricevitore si perviene a stabilire, con mezzi propri, un contatto con tutto il resto del mondo; si tratta però di un contatto unilaterale, essendo possibile solo l'ascolto. Se però si costruisce anche un trasmettitore, il contatto diviene bilaterale (**figura 1**): non si ascolta soltanto, ma si è in condizione di interloquire, divenendo parte attiva nel contatto con altri OM, sparsi dappertutto per il mondo.

Cos'è il radiantismo

Attraverso la trasmissione dilettantistica, si apre al radiotecnico tutto un campo di fertili ricerche ed esperienze, che risultano essere della massima utilità non solo per la sua personale istruzione, ma anche per quella degli altri che, come lui, operano nel settore.

Nel regolamento Internazionale delle Telecomunicazioni (vedi pagina 1026), redatto in seguito agli accordi di Atlantic City (1947), l'attività del dilettante di trasmissione è definita un servizio. Più precisamente, il *servizio d'amatore* viene così definito: «un servizio di istruzione individuale, di intercomunicazione e di studio tecnico effettuato da amatori, ossia da persone debitamente autorizzate, interessate alla radiotecnica a titolo unicamente personale e senza interesse pecuniario».

La precedente definizione identifica, in termini inequivocabili, la figura dell'OM come studioso ed appassionato, interessato alla radiotrasmissione esclusivamente per ciò che riguarda il suo lato tecnico e sportivo. In un certo senso, si potrebbe trovare un'analogia tra i radioamatori e gli sportivi dilettanti: come questi ultimi gareggiano tra di loro, per la sola gioia di riuscire a compiere una bella impresa, così i radioamatori organizzano competizioni, tra di loro e contro difficoltà tecniche, aventi lo scopo di ottenere collegamenti a distanze sempre maggiori, anche in condizioni svantaggiose e con minime potenze di emissione.

Cenni storici e utilità del radiantismo

Il radiantismo, inteso come passione tecnica di massa, ha preso le mosse quasi contemporaneamente in tutto il mondo, dopo il 1910. Prima di allora, le basi della nuova tecnica erano state poste da studiosi e scienziati di chiara fama, isolati, tra cui ricordiamo principalmente Hertz, Calzecchi Onesti, Marconi e De Forest.

Già nel 1910 alcuni gruppi di appassionati operavano negli U.S.A., quando ancora le comunicazioni via radio non erano state prese in seria considerazione dagli Enti governativi dei vari paesi. Tali amatori realizzarono, tuttavia, risultati molto brillanti, riuscendo a coprire distanze di trasmissione notevoli. La loro esperienza in fatto di telecomunicazioni era tale che, quando gli U.S.A. entrarono nelle ostilità, nel 1917, i primi collegamenti radio ufficiali furono affidati proprio a questi gruppi di dilettanti, i quali nel frattempo si erano costituiti in associazione, nel 1914, grazie all'opera di Hiram Pery Maxim, che fondò la A.R.R.L. (American Radio Relay League). Nel 1917, negli U.S.A. si contavano già 6.000 radioamatori.

Negli anni 1920 - 21 furono effettuati da parte delle stazioni radio commerciali ad onde lunghe, ascolti radio transatlantici, tra l'America e l'Inghilterra. Questi collegamenti, tuttavia, non si potevano ottenere facilmente, a volontà, poichè erano subordinati al verificarsi di condizioni di propagazione particolarmente favorevoli. Inoltre, non si era riusciti ancora ad ottenere collegamenti bilaterali, nè di lunga durata.

Come fu possibile addivenire a collegamenti bilaterali? Già molti tentativi erano stati fatti, con l'impiego di trasmettitori di potenza elevata e con antenne ad alto rendimento, ma ancora non si ottenevano i risultati auspicati. Non rimaneva che ricorrere, per le trasmissioni, a onde radio di frequenza diversa. Così, le

Fig. 1 - L'emissione dilettantistica permette, con semplici apparecchiature, di entrare in collegamento (telegrafico o telefonico), con migliaia di altri appassionati, sparsi in tutto il mondo.

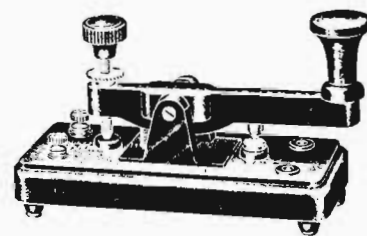



Fig. 2 - Tasto per manipolazione telegrafica. La vite con arresto, (a sinistra della leva), regola la distanza tra i contatti di destra, adattandola alle esigenze dell'operatore.

gamme delle onde medie e delle onde lunghe, lasciarono il posto ai tentativi di trasmissione su onde corte, e fu allora che si ottennero i risultati più sorprendenti.

Nel 1923, dopo alcuni mesi di meticolosi preparativi, i dilettanti americani Schnell e Reinartz ed il francese Deloy di Nizza poterono effettuare, per molte ore al giorno, collegamenti bilaterali, operando con lunghezze d'onda di 110 metri. Grazie a questi successi, ottenuti dai dilettanti, l'anno successivo la gamma dei 100 metri fu invasa da centinaia di stazioni commerciali. I dilettanti dovettero allora spostarsi in nuove gamme, su frequenze di trasmissione sempre più alte.

Anche in Italia sorsero numerosi gli appassionati alla trasmisione dilettantistica. Gnesutta fu il primo dilettante a comunicare in fonia, e che conseguì il record di distanza sui 5 m, essendosi collegato su tale lunghezza d'onda con la Germania; egli fu anche il primo ad essere udito in «fonia» nella Nuova Zelanda, nel 1925. Il primo collegamento dell'Italia con gli Stati Uniti d'America fu ottenuto, nel 1924, da Ducati, e quello col Giappone, da Fontana nel 1928.

Purtroppo, a questi brillanti risultati sperimentali fu risposto, nel 1929, con un veto governativo che impediva il proseguimento delle radiotrasmissioni dilettantistiche. Nonostante tutte le proibizioni, furono molti i radioamatori che successivamente, fino alla seconda guerra mondiale, rischiando non poco, si collegarono con tutto il mondo. Dopo l'interruzione causata dalla guerra, il veto fu abolito, e le antenne spuntarono liberamente un po' dappertutto.

Attualmente i radianti presenti in tutto il mondo sono circa 300.000, dei quali 200.000 solamente negli Stati Uniti. I radianti italiani sono oggi circa 2.000, rappresentati dalla A.R.I. (Associazione Radiotecnica Italiana, Viale Vittorio Veneto, 12, Milano), la quale ne cura gli interessi e le relazioni con i Ministeri e con le associazioni consorelle di tutti gli altri paesi del mondo.

Il radiantismo può fornire, come abbiamo detto, grandi soddisfazioni personali ai suoi praticanti. Ciò anche per lo spirito di competizione che anima i radianti di tutto il mondo, concretantesi nella istituzione di gare, concessione di diplomi ed altri riconoscimenti di abilità, di cui parleremo più avanti.

Vi è, tuttavia, un aspetto delle trasmissioni dilettantistiche forse ancora più bello, e senz'altro più utile: si tratta dell'aiuto che i radiantisti possono dare all'intera umanità, sia istituendo collegamenti in momenti di particolare gravità (alluvioni, naufragi, ecc), sia collaborando con la scienza ufficiale nella ricerca, particolarmente nel campo dell'elettronica e dello studio della propagazione delle radioonde.

Un radioamatore, con la sua stazione radio, talora indipendente dalle comuni fonti di alimentazione o addirittura portatile, può rendersi estremamente utile quando per terremoti, alluvioni, cicloni, od altre calamità naturali, si richieda un collegamento continuo con le zone colpite, per la coordinazione dell'attività delle squadre di soccorso e per la richiesta di materiali necessari. Spesso, infatti, i telefoni ed i telegrafi risultano, nelle zone sede di calamità, completamente fuori uso o per la mancanza di energia elettrica o per l'interruzione dei cavi.

Gli esempi di questo genere potrebbero essere numerosissimi, ed è quasi inutile il riportarli, poichè la stampa ha sempre dato rilievo a questo genere di iniziative umanitarie. Ricordiamo solo che, durante le alluvioni del Polesine o, più recentemente, durante il terremoto di Agadir, i radioamatori furono i primi a segnalare le necessità ed a dirigere le operazioni di soccorso. Spesso i radioamatori sono stati di valido aiuto agli Enti di soccorso, anche quando questi ultimi erano forniti di radiocollegamenti propri; infatti, il numero delle persone in ascolto sulle gamme radiantistiche è sempre grande, ed un appello ivi effettuato è accolto ed inoltrato alle Autorità competenti in brevissimo tempo.

Ricordiamo ancora che molte spedizioni scientifiche (traversate oceaniche su zattere, cordate alpinistiche, esplorazioni di caverne, ecc.) affidano il loro contatto col mondo civile a trasmissioni effettuantisi nelle gamme dilettantistiche. Ciò sempre per le maggiori possibilità di essere ascoltati ed aiutati in caso di necessità.

In Italia, tra le altre lodevoli iniziative degli OM a carattere umanitario, è da segnalare la collaborazione col Centro Radio Medico di Roma, in tutti quei casi in cui si determini la necessità di mantenere collegamenti con zone distanti o con natanti. Sono state in tal modo effettuate tempestivamente radiocomunicazioni che hanno permesso di salvare molte vite umane.

Il radiantismo non ha, oggi, solo il valore di « hobby » o di assistenza umanitaria. Esso ha una ben precisa

Fig. 3-A - Tasto semiautomatico (manipolazione orizzontale). Con leva a destra, emissione continua di punti. Gli arresti FC stabiliscono la fine corsa.

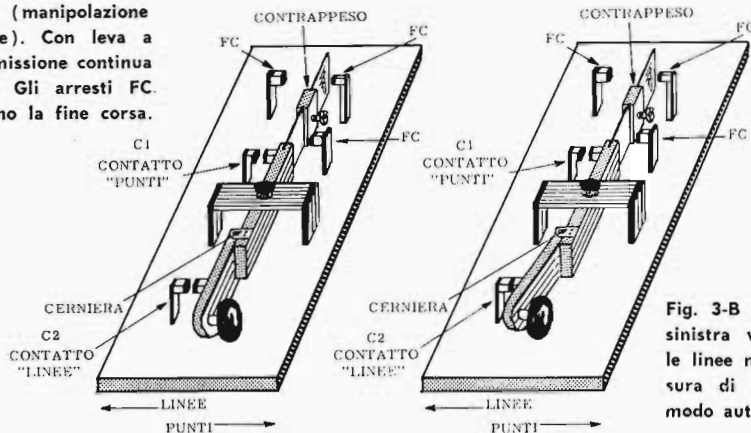



Fig. 3-B - Con la leva a sinistra vengono eseguite le linee mediante la chiusura di C2, ma non in modo automatico.

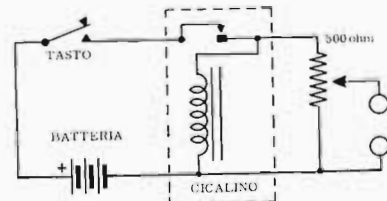



Fig. 4 - Circuito del più semplice tipo di vibratore a nota musicale, per le esercitazioni telegrafiche col codice Morse.

ragione tecnica di esistere, essendo una scuola attraverso la quale migliaia di persone si indirizzano, con vera passione verso la ricerca scientifica. Inoltre, molti giovani, iniziando come radiantisti, acquistano quella capacità tecnica che è sempre più richiesta dall'industria moderna; spesso, i più bei nomi del radiantismo hanno raggiunto posizioni preminenti nell'industria elettronica e delle telecomunicazioni.

Anche la sperimentazione pura dei radianti ha una importanza, in quanto integra utilmente la ricerca degli Enti Governativi e dell'industria. Ricordiamo il contributo dato dagli OM in occasione dell'anno geofisico internazionale e, più recentemente, nell'ascolto dei segnali provenienti dai satelliti artificiali. Le migliaia di esperienze dilettantistiche hanno fornito una grande quantità di dati sulla propagazione delle radioonde, specalmente nelle gamme VHF ed UHF. Gli studiosi hanno così avuto a propria disposizione dati sufficienti per elaborare nuovi tipi di propagazione, come ad esempio quella fondata sulla riflessione troposferica, sulla riflessione transequatoriale, sui fenomeni di ionizzazione sporadica.

I collegamenti basati sulla riflessione e rifrazione ionosferica sono, come sappiamo, molto legati al ciclo delle macchie solari, e quindi dànno spesso luogo ad irregolarità ed affievolimenti stagionali. Per questo si sta studiando la possibilità di trasmissione mediante echi lunari, ossia mediante riflessione da parte della superfiacie lunare delle onde radio. Anche in questo campo i radioamatori si mantengono in prima linea, ed anzi, negli Stati Uniti, esiste già un gruppo di radianti che si occupano principalmente, proprio di questo genere di trasmissioni.

Nella gamma VHF, i radianti sono anche riusciti ad effettuare collegamenti a lunga portata senza eco lunare. Ad esempio, si è riusciti a trasmettere dalla California alle Hawai (4.000 km.) alla frequenza di 144 MHz, il che rappresenta un primato che non era stato ottenuto dalla scienza ufficiale.

Parallelamente ai progressi conseguiti nelle trasmissioni alle frequenze elevate, che sono oggi all'ordine del giorno, anche le trasmissioni in onde corte hanno registrato notevoli progressi, grazie all'impiego di ricevitori sempre più sensibili e selettivi, e di antenne ad alto guadagno. Come si vede, i radioamatori hanno tutt'altro che esaurito la loro funzione di utilità scientifica, in quanto i progressi nel campo delle telecomunicazioni sono del tutto imprevedibili, e le esperienze della grande massa dei dilettanti non possono che portare a nuove soluzioni tecniche e a nuove scoperte.

COME DIVENTARE RADIOAMATORE

Per poter effettuare delle trasmissioni, occorre disporre di una licenza governativa. Ciò è comprensibile se si pensa che le comunicazioni via radio offrono vastissime possibilità, e devono pertanto essere disciplinate dal governo attraverso una ben precisa regolamentazione e l'obbligo di possesso della licenza. Con tale obligo si impedisce un uso illegale delle radiocomunicazioni, quale, ad esempio, l'attività spionistica.

Trasmettere senza licenza significa andare sicuramente incontro a gravi sanzioni, anche di carattere penale. In una prossima lezione, in modo particolare, ci occuperemo di tutte le formalità necessarie per ottenere la licenza. Per ora anticipiamo che, per il suo conseguimento, occorre superare un esame teorico-pratico di radiotrasmissione e ricezione. Le nozioni tecniche e teoriche da noi esposte in questo Corso son più che sufficienti per superare la parte teorica dell'esame. Quest'ultimo comprende tuttavia anche prove pratiche di trasmissione e ricezione in codice telegrafico, per eseguire le quali occorrono particolari esercitatori a tasto telegrafico.

Tasti telegrafici ed esercitatori

Il più semplice tipo di tasto telegrafico è rappresentato alla **figura 2**. Si tratta di una tavoletta in legno o in materia plastica, sulla quale è fissata una forcella sostenente una leva metallica, ruotante attorno ad un asse. In condizioni di riposo, una molla provvede a mantenere la leva abbassata dalla parte sinistra, in modo tale che tra il perno di destra e l'elettrodo ad esso sottostante non si verifichi contatto. Operando una pressione sulla manopola di comando, il contatto di cui si è detto si chiude; quando, successivamente, si lascia libera la manopola, la molla fa sì che la leva ritorni automaticamente nelle condizioni precedenti.

Elettricamente, il tasto equivale, evidentemente, ad un interruttore. L'ampiezza di rotazione della leva, (di-

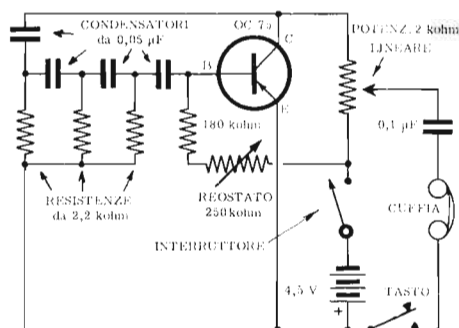



Fig. 5 - Circuito elettrico di un oscillofono, (per esercitazioni telegrafiche), impiegante un transistore. E' possibile regolare sia il volume che il tono della nota prodotta.

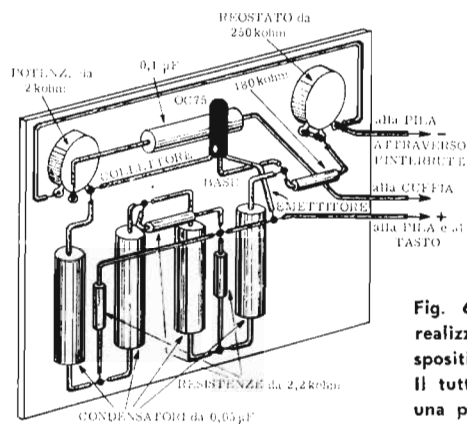



Fig. 6 - Esempio di realizzazione del dispositivo di figura 5. Il tutto è montato su una piastrina che può fungere da coperchio ad una scatola.

stanza tra i due elettrodi), è regolabile mediante una vite, come si può osservare sull'illustrazione. Anche la tensione della molla può essere regolata mendiante vite sottostante, fino ad ottenere le condizioni di lavoro del tasto più adatte all'operatore. Il tasto ora descritto non consente alta velocità di trasmissione.

Una velocità maggiore si può ottenere con l'uso di tasti automatici, i quali presentano il vantaggio essenziale di eseguire automaticamente, con un solo comando, i punti e le serie di punti consecutivi dell'alfabeto Morse. Lo schema semplificato di un tasto semiautomatico è rappresentato alla **figura 3-A**. In questo caso, la leva di comando è disposta in modo da poter ruotare su di un piano orizzontale; quando la leva viene spostata verso destra, l'estremità opposta si sgancia ed entra in oscillazione. La durata delle oscillazioni dipende dalla posizione del contrappeso spostabile lungo la leva; quando tale peso si trova nelle vicinanze dell'estremità, le oscillazioni avvengono più lentamente, mentre spostandolo verso il fulcro, la velocità di oscillazione aumenta. Quando viene a cessare la pressione verso destra dell'estremità di comando della leva, il braccio oscillante si riaggancia automaticamente, e cessano pertanto le sue oscillazioni.

Allorchè la leva di comando viene spostata verso sinistra, non si provoca alcuno spostamento del braccio oscillante, come si può notare alla figura 3-**B**; ciò si ottiene mediante un particolare tipo di fissaggio a cerniera tra la prima e la seconda metà della leva. In questa posizione, viene a chiudersi il contatto C2, che permane chiuso fino a che non si riporta la leva di comando in posizione di riposo.

I due contatti, *C*1 e *C*2, sono disposti in parallelo, e quindi l'intero sistema si comporta, spostando la leva verso sinistra, come un normale tasto; la durata di chiusura del contatto relativo (*C*2) dipende — in questo caso — dalla durata della pressione sulla leva. Spostando la leva verso destra, invece, il contatto relativo (*C*1) si apre e si chiude alternativamente e ripetutamente in modo automatico, fino a che non si riporta la leva in posizione di riposo.

Per le trasmissioni in codice telegrafico, le linee si ottengono spostando la leva verso sinistra ed i punti spostandola verso destra. Il vantaggio di questo tasto è duplice. In primo luogo, quando si devono trasmettere più punti di seguito (la lettera « s », ad esempio, che è costituita da tre punti consecutivi), è sufficiente un solo spostamento della leva. Infatti, spostando la leva verso destra, si ottiene automaticamente una serie di punti, che può essere interrotta al momento desiderato riportando la leva in centro; ciò comporta una più alta velocità di trasmissione. Inoltre, come si è detto, la durata dei punti dipende esclusivamente dalla posizione del peso sul braccio oscillante, e quindi non dipende più dalla prontezza di riflessi dell'operatore. Si ottiene perciò anche una maggiore precisione.

Quando sono necessarie alta velocità ed ottima chiarezza, (ciò però si verifica quasi sempre presso stazioni radio commerciali) si ricorre ai tasti interamente automatici, basati sull'impiego di nastri di carta perforati preventivamente dall'operatore, usando una tastiera simile a quella di una macchina per scrivere.

Per conseguire la necessaria pratica di trasmissione e ricezione, in codice telegrafico, è indispensabile la costruzione di un esercitatore. Il tipo meno complesso è rappresentato alla **figura 4**. Occorrono:

1) Un tasto semplice. I tasti semiautomatici non sono molto utili per le esercitazioni poichè richiedono una prontezza che il principiante ancora non ha.

2) Una cuffia. Qualunque tipo è adatto, purchè l'impedenza sia almeno di 1000 ohm.

3) Un cicalino, (elettrovibratore). Il cicalino è indicato, nello schema, entro il rettangolo tratteggiato. La sua funzione è quella di trasformare la corrente continua della batteria in corrente pulsante ad audiofrequenza, udibile mediante la cuffia.

4) Una batteria. Normalmente si possono usare tensioni comprese tra 1,5 e 4,5 volt.

5) Un potenziometro. Il valore di questo componente non è critico, purchè sia dello stesso ordine di grandezza dell'impedenza della cuffia. La funzione del potenziometro è quella di regolare l'intensità sonora.

Il principio di funzionamento di questo esercitatore è fondato sulle proprietà dell'elettrovibratore. Questo è composto da un avvolgimento, provvisto di un nucleo ferromagnetico, e da un interruttore, comandato da una piccola ancora in materiale ferromagnetico. In condizioni di riposo, una molla provvede a trattenere l'ancora in una posizione che chiude l'interruttore. A interruttore chiuso, una corrente percorre l'avvolgimento,

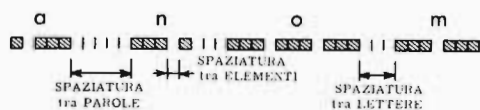



Fig. 7 - Durata delle diverse unità (punto, linea, spazi), nell'alfabeto Morse. Come si nota, esistono tre tipi di spazi (tra elementi, tra lettere e tra parole).

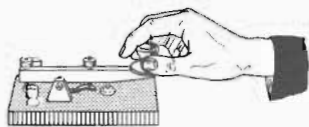



Fig. 8 - Come si impugna il tasto a manipolazione verticale. Il polso non deve essere appoggiato, ma può esserlo il gomito.

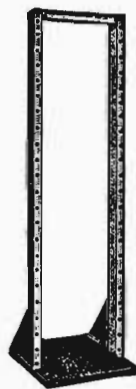



Fig. 9 - Intelaiatura del tipo detto « a rack ».

Fig. 10-A - Stazione completa di amatore. Il trasmettitore è a sinistra, su « rack ».

e quindi il nucleo attrae l'ancora, interrompendo così il circuito. La corrente cessa e l'ancora viene nuovamente attratta dalla molla verso la posizione di chiusura dell'interruttore. Questo ciclo si ripete molto rapidamente dando origine, ai capi dell'avvolgimento, ad una tensione ad impulsi avente frequenza acustica.

Un altro semplice circuito per esercitazioni al tasto telegrafico è riportato alla **figura** 5. Si tratta di un vero e proprio circuito oscillante impiegante il transistore OC75; la reazione positiva necessaria viene ottenuta mediante una rete *RC* che provvede al necessario sfasamento. Detta rete è composta da quattro condensatori da 50.000 pF e da tre resistenze da 2,2 kohm. Il potenziometro da 250 kohm serve per regolare la la frequenza di oscillazione.

Il potenziometro lineare da 2 kohm serve invece per la regolazione del volume. La cuffia deve avere un'impedenza dell'ordine di 2000 ohm. Il tasto viene inserito nel circuito di ritorno della cuffia, e la sua azione è evidente, comportandosi esso come un interruttore. La realizzazione pratica può essere effettuata su di una piccola piastra metallica o in materiale plastico. La posizione dei componenti non è critica; riportiamo comunque, alla **figura** 6, uno schema pratico di montaggio.

Esercitazioni pratiche

Il codice internazionale telegrafico (alfabeto Morse) è già stato da noi riportato alla lezione 132ª. Le lettere, i numeri, ed i segni convenzionali sono rappresentati, in esso, mediante tre elementi fondamentali: *il punto*, o segnale breve; *la linea*, o segnale lungo; *gli spazi*. Per quanto riguarda la durata di ciascuno di questi tre elementi, si assume come fondamentale la durata del punto; le altre risultano tutte multiple esatte di questa ultima. Per chiarire questo concetto, prendiamo in considerazione la **figura** 7. La durata del punto (durata elementare) è ivi rappresentata da un quadretto. La durata della linea risulta rappresentata da tre quadretti. Ciò significa che il segnale corrispondente alla linea deve avere una durata tripla di quello corrispondente al punto. Per gli spazi tra un segnale e l'altro, occorre considerarne di tre tipi diversi, e precisamente:

a) La spaziatura tra un elemento e l'altro, entro una stessa lettera; questa ha una durata pari a quella di un punto. In figura, si vedono cinque spaziature di questo tipo delle quali, a titolo di esempio, è stata indicata quella tra la linea ed il punto della « n ».

b) La spaziatura tra una lettera e l'altra. Corrisponde ad una durata di tre punti, ossia a quella di una linea. In figura vi sono due spaziature di questo tipo, delle quali è stata presa in considerazione a titolo di esempio, quella tra la « o » e la « m ».

c) La spaziatura tra una parola e l'altra; ha una durata pari a quella di cinque punti. L'unica spaziatura di questo genere presente in figura, è quella tra la « a » e la « n ».

Da quanto detto, si comprende come l'avere imparato a memoria il codice sia solo il primo e più facile passo, poichè la maggiore difficoltà sorge nell'applicazione pratica, sopratutto per ciò che riguarda l'esatta durata dei segnali e degli spazi. L'alterazione delle durate è particolarmente grave perchè, in ricezione, si possono determinare errori dovuti allo scambio di un segno per l'altro o di una spaziatura per l'altra. Indicheremo la procedura che riteniamo migliore, ai fini di un rapido apprendimento della tecnica di trasmissione e ricezione telegrafica. Per eseguire gli esercizi che indicheremo è necessario disporre di uno degli esercitatori descritti in precedenza. Il lettore non deve temere per le norme alle quali abbiamo ora fatto cenno: accingendosi agli esercizi egli vedrà che gli risulterà facile tenere a mente la durata dei segnali e degli spazi, più che altro in virtù del « suono » della emissione. Ogni lettera, ogni sigla, assumerà una fisionomia sonora che la farà subito individuare; perciò, un primo consiglio: nell'imparare a memoria il codice, più che associare le lettere alla loro immagine grafica, composta da linee e punti, è meglio riferirle all'insieme corrispondente di suoni lunghi e brevi. Prima ancora di imparare a trasmettere col tasto, è bene imparare a comporre a voce le singole lettere dapprima, e poi le parole. Ad esempio, le linee si possono pronunciare « ta » (con la *a* lunga) ed i punti « ti » (con la *i* breve), in modo da rispettare la durata dei segnali e degli spazi.

Chi ha un amico disposto ad imparare anch'egli il codice, è bene si eserciti a lungo conversando esclusivamente a mezzo del codice telegrafico, col sistema ora accennato. Naturalmente, agli inizi, ci saranno difficoltà ad intendersi; tuttavia, con l'esercizio, si acquisterà la necessaria scioltezza, ed una buona padronan-

Fig. 10-B Le apparecchiature sono in un piccolo « rack » da tavolo. Non di rado, tra gli OM, si incontrano delle « YL » o « XYL » (signorine o signore).

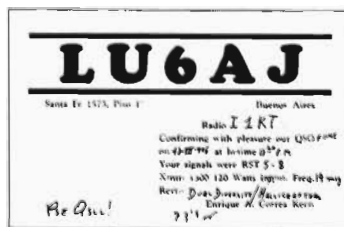
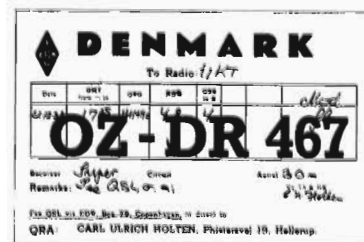



Fig. 11 - Due cartoline di conferma (QSL), relative a due collegamenti dilettantistici, indirizzate ad un OM italiano (i1KT). Quella a sinistra è di un dilettante argentino, e l'altra di un OM della Danimarca: quest'ultima, si riferisce ad un QSO clandestino, effettuato nel 1938.

za del codice. Chi è da solo può eseguire egualmente esercizi del genere, onde imparare a riconoscere le lettere esclusivamente attraverso il loro ritmo sonoro di brevi e lunghe.

Quando il codice sia stato ben assimilato, si può cominciare ad usare l'esercitatore. In questa seconda tappa, tutta l'attenzione deve essere dapprima volta al corretto uso del tasto. Per questo insistiamo nel dire che, prima di iniziare con l'esercitatore, occorre essere ben sicuri della conoscenza «ritmica» dell'alfabeto.

E' molto importante, per acquisire in breve tempo una discreta velocità di trasmissione, imparare a manipolare in posizione corretta. Come regola generale, si può affermare che i movimenti necessari al comando del tasto devono essere eseguiti esclusivamente col polso, e non, come ad alcuni viene spontaneo, con le dita e l'intero avambraccio. Il tasto deve essere impugnato nel modo illustrato alla **figura 8**. Il polso non va appoggiato in nessun caso sullo spigolo del tavolo: esso deve stare sollevato, durante la trasmissione, ed appoggiato sul piano del tavolo durante gli intervalli di riposo. Per evitare di dover sostenere, in trasmissione, tutto il peso del braccio, è bene però che sul piano del tavolo venga appoggiato il gomito.

La ragione per cui non è opportuno appoggiare nè il polso nè l'avambraccio sullo spigolo del tavolo deriva da due circostanze. Innanzi tutto si ottiene, con tali posizioni, una minore velocità di trasmissione, ed in secondo luogo, esse impediscono una regolare circolazione del sangue nelle arterie del braccio, il che può provocare indolenzimento.

Assunta la corretta posizione, si cominci ad eseguire esercizi volti a rendere più sciolto il movimento del polso, senza preoccuparsi, per il momento, del segnale che si trasmette. Successivamente, mentre si trasmette, si ascolti il segnale nella cuffia dell'esercitatore, e si cominci a badare all'esattezza delle durate, eseguendo una serie di linee, punti e spazi. Quando il polso si sia abituato ad eseguire senza sforzo tali esercizi, si può cominciare a comporre dapprima singole lettere, poi parole, ed infine intere frasi.

Naturalmente, la destrezza che si consegue in trasmissione deve essere accompagnata da una eguale abilità nell'interpretazione delle ricezioni. A questo proposito, lo stesso esercitatore può essere usato contemporaneamente da due persone: una trasmette col tasto e l'altra riceve in cuffia.

Chi è da solo può ricorrere ad un magnetofono, ed incidere sul nastro le proprie trasmissioni in codice, cercando poi di comprenderle, riascoltandole a distanza di tempo. Molto utile, è l'ascolto delle radiotrasmissioni in codice telegrafico che vengono effettuate in buon numero nella gamma delle onde corte. Occorre, naturalmente, disporre di un ricevitore di una certa sensibilità ed avere già una certa pratica all'ascolto, poichè dette trasmissioni vengono effettuate quasi sempre a notevole velocità.

L'ATTIVITA' dei RADIOAMATORI

Quando il radioamatore abbia conseguito la licenza di trasmissione, può iniziare la sua attività. Tale attività, peraltro, non può svolgersi arbitrariamente, ma è soggetta ad una serie di norme, che noi riporteremo in un'altra lezione. Come prima cosa, occorre disporre di un locale adatto per l'installazione delle proprie apparecchiature. Non è necessario molto spazio, anzi, molti radioamatori lavorano in soffitta, col vantaggio di trovarsi più in alto, e quindi più vicini all'antenna. E' bene disporre di un banco da lavoro, sul quale sistemare il trasmettitore, con l'eventuale modulatore o tasto telegrafico, il ricevitore, ed i diversi strumenti di misura e di controllo di cui si dispone. E' da osservare che, spesso, il dilettante, allorchè l'assieme dei diversi telai diventa ingombrante e di un certo rilievo, ricorre al raggruppamento — in particolare della sezione trasmittente — su di una robusta e apposita intelaiatura detta « rack » (**figura 9**). Tutto l'assieme viene poi sistemato in maniera razionale, comoda all'impiego, così come si può vedere alle **figure 10-A** e **10-B**. Alle pareti si possono appendere la licenza di trasmissione ed i vari diplomi conseguiti, che costituiscono l'orgoglio di ogni radioamatore.

E' bene tenere presente che, per norma di legge, il locale da cui vengono effettuate le trasmissioni deve poter essere ispezionabile, in qualunque momento, da parte dei competenti funzionari ministeriali. Non è possibile trasmettere da locali al di fuori del domicilio dichiarato ai fini della licenza: vengono concessi, comunque, particolari permessi per trasmettitori portatili.

Fig. 12 - Esempio di pagina del « libro di stazione », sul quale vengono registrati tutti gli estremi del collegamento effettuato. La A.R.I., ossia la associazione italiana che raggruppa i dilettanti, lo fornisce ai suoi soci.

A. R. I.
ASSOCIAZIONE RADIOTECNICA ITALIANA

Stazione Radio i 1..................

PAG. N.

N. QSO	DATA	ORA G. M. T.	FRE-QUENZA	CLASSE EM	POTENZA	NOMINATIVO	RAPPORTO DATO			RAPPORTO RICEVUTO			DATI DEL CORRISPONDENTE			ANNOTAZIONI	FINE QSO G. M. T	QSL	
							R	S	T	R	S	T	QTH	NOME	FRE-QUENZA			INV	RIC

Come avviene un collegamento

Prima di effettuare tentativi di collegamento bilaterale, è opportuno che il radioamatore si eserciti a lungo nella ricezione, sia in « fonia » che in « grafia ». Naturalmente, l'ascolto dovrà essere effettuato nelle bande dilettantistiche, in modo da ricevere le emissioni di altri radioamatori. Da questo ascolto, il principiante imparerà moltissime particolarità e consuetudini proprie delle trasmissioni dilettantistiche; inoltre, acquisterà una maggiore conoscenza del proprio ricevitore, imparandolo a manovrare con rapidità e precisione.

Quando si è certi di essere in grado di effettuare con sicurezza la ricezione, si può, finalmente, tentare il primo collegamento bilaterale. Il primo passo da farsi è la trasmissione della **chiamata generale**, che viene abbreviata dai radioamatori, con la sigla *CQ* (sia in « grafia» che in « fonia »). Il *CQ* va effettuato su di una frequenza qualunque appartenente ad una delle bande riservate ai dilettanti. Occorre però fare attenzione che la frequenza sulla quale si trasmette non sia già impegnata in quel momento da qualche altra trasmissione.

Nelle bande dilettantistiche è sempre molto forte il *QRM* (che significa interferenza, secondo un codice, detto **codice Q**, del quale diremo). Infatti, i dilettanti, dato il forte numero e la limitazione delle bande loro assegnate, non possono avere ognuno un proprio canale di trasmissione, e quindi sono costretti a trasmettere sulla prima frequenza libera che riescono a trovare nella banda. Per questo i trasmettitori dei radiantisti sono spesso provvisti di un particolare tipo di circuito (oscillatore a frequenza variabile, V.F.O.) che consente loro di sintonizzarsi sulle diverse frequenze delle gamme. Per evitare, o comunque ridurre a minime proporzioni, il *QRM*, occorre assicurarsi, prima di lanciare il *CQ*, che nessun altro radiante stia in quel momento trasmettendo sulla frequenza che si intende adottare. A questo scopo, è sufficiente sincronizzare il proprio ricevitore sulla stessa frequenza.

Poichè le bande dilettantistiche, come si è detto, sono ristrette, esse risultano sempre molto affollate, e non è facile trovare in ogni momento uno « spazio libero » ove effettuare la propria trasmissione. In questi casi è necessario attendere, esplorando la gamma col ricevitore, fino a trovare una frequenza libera. Una delle doti che più si impongono, per essere buoni radioamatori, è l'autodisciplina, che impone una attesa, anche lunga, prima di trasmettere, quando non si riesce a trovare una frequenza libera.

Esempio di trasmissione in « grafia »

La trasmissione si inizia ripetendo per almeno tre volte la sigla *CQ*, e poi il proprio nominativo di chiamata, preceduto dalla sigla *DE*. Anche **il nominativo** va ripetuto tre volte. Il nominativo di chiamata è una particolare sigla che costituisce un vero e proprio « nome dilettantistico », che viene attribuito a chi, avendo conseguito la licenza di trasmissione, entra a far parte della grande famiglia dei radianti. Esso è costituito da due gruppi di lettere e numeri, il primo dei quali indica la nazionalità (prefisso di nazionalità) ed il secondo il singolo operatore. Abbiamo già pubblicato i prefissi di nazionalità relativi alle stazioni commerciali: pubblicheremo anche quelli riguardanti i dilettanti.

A chiamata ultimata, si trasmette il segno del codice - - - — -, comunemente usato come separatore, e poi si ripete l'intera chiamata. Ciò per diverse volte, consecutivamente, onde aumentare la possibilità di essere uditi da qualche radiante in ascolto sulla stessa frequenza. E' bene non essere però troppo insistenti; l'intera chiamata va ripetuta in modo da non superare, complessivamente, i due o tre minuti. Alla fine, per indicare che la chiamata è conclusa, e che si passa alla ricezione, si trasmette la sigla *K* (— - —).

Successivamente, si passa all'ascolto, sintonizzando il ricevitore in modo particolare sulla frequenza usata in trasmissione, non trascurando però di esplorare molto lentamente la zona di frequenze vicine, per circa 10 kHz al di sopra, e 10 al di sotto della propria frequenza di trasmissione ed eventualmente tutta la gamma. Se si è fortunati, si riceverà la risposta di qualcuno alla propria chiamata. Agli inizi, più che altro per propria inesperienza, non è facile ottenere delle risposte, ma con la pratica, e soprattutto ascoltando i collegamenti e le chiamate degli altri, si diviene più esperti, e si conseguono i primi successi.

Per rispondere ad una chiamata generale, si opera nel modo seguente. Si trasmette per tre volte il nominativo di chiamata della stazione alla quale si risponde, indi, dopo aver inserito la sigla *DE*, si enuncia per tre volte il proprio nominativo. Nel caso in cui il radiante

Fig. 13 - L'industria realizza materiale apposito per le stazioni dei dilettanti: valvole, cristalli di quarzo, bobine, condensatori variabili, e, qualche volta, scatole di montaggio di intere apparecchiature di trasmissione e ricezione.

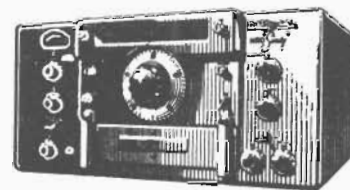
Fig. 14 - Un apparecchio ricevente (a destra) ed un trasmettitore (sotto), costruiti appositamente per i dilettanti. La trasmittente è di produzione italiana (Geloso).

al quale si è risposto non abbia ben compreso il nominativo, esso trasmetterà, secondo il codice Q, la domanda: *QRZ* ?, seguita da *DE* e dal proprio nominativo di chiamata. *QRZ* significa « chi mi chiama »?. Occorre allora ripetere la precedente risposta, trasmettendo più lentamente, e ripetendo il proprio nominativo più volte consecutive.

Quando il collegamento è finalmente stabilito, si procede alla conversazione in codice. Argomento principale della conversazione, oltre a brevissimi convenevoli, sono di solito notizie tecniche riferite alla qualità della trasmissione e della ricezione. Talvolta si scambiano notizie sulle condizioni atmosferiche, dato che queste ultime sono molto importanti per la propagazione delle radioonde. Durante il collegamento è consuetudine trasmettere un reciproco punteggio relativo all'intensità dei segnali del corrispondente.

Quando il collegamento avviene a notevoli distanze, esso prende il nome di *DX*. L'associazione mondiale dei radiantisti concede particolari diplomi a chi riesce a stabilire collegamenti particolarmente difficili, o per la distanza o per le avverse condizioni di propagazione.

L'avvenuto collegamento si conferma con l'invio reciproco, da parte dei due interessati, di una speciale cartolina, più o meno elaborata, di cui sono in possesso tutti gli *OM*. Tale cartolina viene denominata *QSL*, che nel codice *Q* significa « accuso ricevuta del radiotelegramma ». In essa, come dimostra la **figura 11**, vengono segnalati i dati della stazione nonchè i riferimenti al collegamento avvenuto. Ogni radiantista conserva le *QSL* ricevute, che testimoniano il suo lavoro, e dànno una precisa valutazione della potenza della stazione e della perizia adoperata nel collegarsi con i più disperati punti del globo. Qualsiasi collegamento deve essere registrato nell'apposito « libro di stazione » (**figura 12**).

Allo scopo di mettere alla prova la propria abilità, i radioamatori di tutto il mondo hanno istituito diplomi e gare, aventi valore internazionale. Sono state create molte forme di punteggio, le quali tengono conto non solo della potenza del trasmettitore e del tempo impiegato per effettuare un dato collegamento, ma anche della abilità tecnica del radiante nel conseguire tale risultato. Tra i diplomi, ricordiamo il « *DX CC* » (*DX Century Club*) che viene attribuito a tutti quei radiantisti i quali possono dimostrare, con cartolina di conferma (*QSL*) di essersi collegati con stazioni di almeno 100 Paesi diversi; è questo uno dei diplomi più difficili da ottenere.

Un altro diploma che presenta un certo valore è il « *WAZ* » (*Worked All Zones*) assegnato al radioamatore che dimostra, con *QSL*, di essersi collegato con tutte le 40 zone radiantistiche in cui è stato diviso il nostro pianeta. Esistono poi numerosi altri diplomi, di minor valore, che vengono attribuiti dalle singole associazioni locali; ad esempio, la A.R.I. conferisce un particolare attestato (*Certificato del Mediterraneo*) rilasciato a coloro che possono dimostrare di aver stabilito collegamenti bilaterali con tutti i Paesi del bacino Mediterraneo. Questi diplomi non hanno, in genere, alcun limite di tempo, poichè possono essere conseguiti in un certo numero di mesi, o anche di anni.

Esistono poi i cosiddetti « contest », i quali hanno una durata limitata nel tempo, e vengono svolti su basi internazionali per un periodo di tempo che va dalle 24 alle 48 ore consecutive. Si tratta di vere e proprie gare, rette da particolari formule per l'assegnazione del punteggio, le quali tengono conto delle differenti condizioni geografiche, di frequenza e di potenza dei partecipanti alla gara, in modo da porli tutti in condizioni di aspirare alla vittoria, in dipendenza della sola abilità tecnica.

La partecipazione a queste gare ed ai collegamenti in genere presuppone non solo abilità, ma anche correttezza da parte di tutti i partecipanti. Ogni singolo radioamatore non deve considerarsi il dominatore incontrastato della gamma: egli deve coabitare con gli amici del quartiere, della città e di tutto il mondo. Con le sue trasmissioni non deve nè « soffocare » i vicini, nè occupare un eccessivo spazio nella gamma. Ad esempio, quando si trasmette in « fonia », è bene non usare mai segnali modulanti di frequenze superiori ai 3,5 kHz perchè altrimenti si occuperebbe con le bande laterali di modulazione una zona eccessiva della gamma. Si deve porre attenzione a non produrre disturbi nè interferenze, badando ad eliminare le eventuali armoniche, che potrebbero interferire con le trasmissioni televisive e radiofoniche.

Alcune industrie producono materiale ed apparecchi appositamente progettati per l'impiego nell'attività dilettantistica: la **figura 13** illustra alcune parti e la **figura 14** due apparecchiature.

COSTRUZIONE di RICEVITORI per ONDE CORTE

Uno dei requisiti più importanti di un ricevitore è, come è ovvio, la sua sensibilità, ossia la sua attitudine a ricevere segnali molto deboli. Per stabilire dei *DX*, non è sufficiente disporre di un trasmettitore molto potente: la bilateralità del collegamento richiede anche una buona ricezione del corrispondente, il quale, talora, dispone di un trasmettitore di scarsa o media potenza. Si comprende perciò quale sia l'importanza del ricevitore, la cui sensibilità deve consentire di captare con sufficiente chiarezza segnali anche molto deboli.

Anche la selettività è di importanza fondamentale. Come sappiamo, le trasmissioni dilettantistiche debbono aver luogo entro bande di frequenza molto ristrette; pertanto, dato il gran numero dei radianti, tali bande sono sempre molto « affollate », con conseguente forte avvicinamento tra i diversi canali di trasmissione. E' quindi essenziale che un buon ricevitore sia così selettivo da evitare la ricezione contemporanea delle emissioni adiacenti. Ciò, particolarmente quando l'emissione proviene da lontano, e nelle vicinanze della frequenza che si vuole ricevere esiste qualche altra trasmissione, irradiata con maggiore potenza o da minore distanza. In questi casi, se il ricevitore non è molto selettivo, si determina un vero e proprio « soffocamento » della trasmissione più debole o distante, da parte dell'altra.

Le due qualità ora citate sono indispensabili in un buon ricevitore. Ne esistono tuttavia altre che, pur di importanza inferiore, sono egualmente molto utili per effettuare buoni collegamenti. Tra queste citiamo in primo luogo la stabilità, il basso rumore, la limitazione dei disturbi.

CIRCUITI PARTICOLARI

Per ottenere le prerogative di cui si è detto, i ricevitori dei radianti impiegano molti circuiti di tipo particolare, di cui ci occuperemo. Alcuni di questi sono presenti esclusivamente nei ricevitori più costosi, mentre altri sono comuni perchè indispensabili.

Conversione multipla. — I ricevitori per dilettanti sono quasi sempre del tipo supereterodina, ossia a conversione di frequenza ed amplificazione intermedia a frequenza fissa (MF). I ricevitori in reazione, in passato molto usati, sono ora costruiti quasi esclusivamente dai principianti, essendo più semplici ed economici, ma anche meno sensibili e selettivi. Nella seconda parte della lezione descriveremo, tuttavia, sia un semplice ricevitore con reazione, che un più complesso ricevitore supereterodina.

Come abbiamo visto nella lezione dedicata ai ricevitori supereterodina, questi presentano, oltre ai ben noti innegabili vantaggi, l'inconveniente costituito dalla cosiddetta interferenza di immagine. Questo difetto viene eliminato, nei ricevitori dilettantistici di qualità, mediante l'effettuazione di più conversioni di frequenza successive. Per comprendere come sia possibile eliminare detto inconveniente, riprendiamo in considerazione le modalità secondo le quali esso si manifesta.

La conversione di frequenza è ottenuta mescolando tra loro il segnale proveniente dal circuito di antenna e quello generato dall'oscillatore locale, la cui frequenza differisce da quella del precedente per un valore costante (Media Frequenza). Supponiamo, ad esempio, che la MF sia di 500 kHz ed il segnale da ricevere di 700 kHz. L'oscillatore locale è, in tale caso, sintonizzato su di una frequenza di 1.200 kHz. In queste condizioni, un segnale di 1.700 kHz presente sull'antenna, viene anch'esso convertito in uno a 500 kHz (1.700 − 1.200 = 500 kHz). Come si vede, i due segnali ricevibili contemporaneamente differiscono tra loro per il doppio del valore della MF ossia per 1.000 kHz.

I ricevitori di tipo domestico vengono normalmente utilizzati nella gamma delle onde medie, e pertanto il fenomeno dell'interferenza d'immagine non è — per essi — grave, poichè la scarsa estensione di detta gamma, e la frequenza di ricezione relativamente bassa, fanno sì che la selettività propria del circuito accordato di ingresso sia sufficiente ad evitare forti interferenze. Infatti, un solo circuito accordato è sufficiente per separare, ad esempio, un segnale a 700 kHz da un segnale a 1.700 kHz.

I ricevitori dilettantistici operano invece su frequenze superiori (gamma delle onde corte), ed ivi il fenomeno dell'interferenza di immagine diviene grave. Un solo circuito accordato non basta, ad esempio, per separare un segnale a 14 MHz da uno a 15 MHz. Inoltre, le ricezioni degli OM si effettuano spesso con segnali di ingresso debolissimi, ed è quindi sufficiente la presenza di un forte segnale che differisca da quello che si vuole ricevere per il doppio del valore della MF (1 MHz), perchè si determini una forte interferenza accompagnata, spesso, da completa inintelligibilità.

Mediante la conversione multipla si ottiene, anche nella gamma delle onde corte, una selettività sufficien-

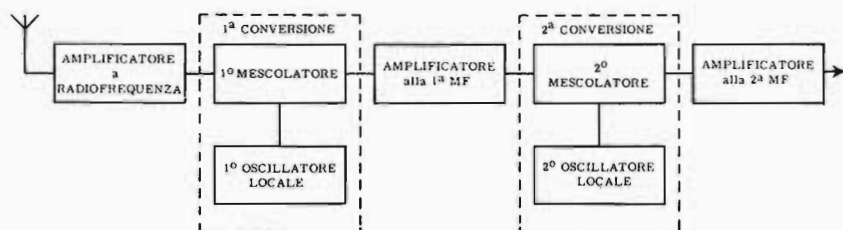



Fig. 1 - Schema a blocchi dei primi stadi di un ricevitore a doppia conversione di frequenza. Si tratta, in sostanza, di convertire due volte consecutive il segnale per due valori diversi di Media Frequenza. In tal modo, si evita l'interferenza d'immagine (M.F. alta) e l'interferenza tra stazioni (M.F. bassa).

te a respingere la frequenza immagine. Abbiamo parlato di conversione multipla perchè alcuni ricevitori, di tipo molto complesso, sono provvisti di tre od anche quattro conversioni di frequenza. Comunemente si tratta però, semplicemente, di una conversione doppia.

Vediamo in che cosa consista precisamente la doppia conversione. Ad un circuito di accordo, e talora ad uno stadio preamplificatore a radiofrequenza, segue un primo stadio convertitore che trasforma la frequenza del segnale di ingresso in una prima MF (del valore di circa 4 MHz). Impiegando una Media Frequenza di valore così elevato, il fenomeno dell'interferenza di immagine, teoricamente ancora possibile, in pratica non si manifesta. Infatti, in questo caso, i due segnali che riescono a passare contemporaneamente attraverso i circuiti a MF differiscono tra loro di 2 x 4 MHz, ossia di ben 8 MHz. Questa differenza è tale che, anche con

Fig. 2 - Due circuiti di filtro a cristallo. Entrambi possono essere inseriti tra uno stadio e quello successivo nella sezione di amplificazione a Media Frequenza. Con tali dispositivi si ottengono una selettività ed una stabilità maggiori che non aumentando il numero dei circuiti accordati. In pratica, la frequenza di funzionamento è determinata dai cristalli.

un solo circuito accordato di ingresso, si ha una selettività sufficiente a respingere la frequenza immagine.

Successivamente, il segnale a 4 MHz viene convertito in una frequenza più bassa (IIª MF), pari circa al valore adottato per la MF dei normali ricevitori (compresa quindi tra i 450 ed i 500 kHz). Questa seconda conversione non dà luogo ad interferenze di immagine, poichè prima di essa sono presenti numerosi circuiti accordati, in grado di operare una sufficiente selezione. Al secondo stadio di conversione seguono uno o più stadi amplificatori di MF normali. La **figura 1** illustra lo schema a blocchi dei primi stadi di un ricevitore con doppia conversione di frequenza.

Da quanto detto, si potrebbe pensare che, per ottenere le medesime buone prestazioni, sia sufficiente effettuare una sola conversione, utilizzando però il valore elevato di MF (ad esempio, 4 MHz). Effettivamente, il fenomeno dell'interferenza di immagine verrebbe — in questo modo — egualmente eliminato; non si otterrebbe tuttavia una sufficiente selettività rispetto alle frequenze adiacenti. Infatti, più alta è la frequenza di accordo di un circuito, più ampia è la sua banda passante. Si usa pertanto il sistema a doppia conversione che assicura, col primo valore della MF, l'assenza dell'interferenza d'immagine, e col secondo, una sufficiente selettività rispetto alle emissioni adiacenti.

L'impiego dei cristalli. — Nei ricevitori per dilettanti, i cristalli trovano frequente impiego, sia come stabilizzatori di frequenza di eventuali circuiti oscillatori locali, sia per l'ottenimento di determinati filtri che assicurano una selettività particolarmente elevata.

Nello stadio oscillatore relativo alla prima conversione di frequenza, non è possibile l'impiego di un cristallo, poichè si tratta di un circuito oscillante a frequenza variabile. Per rendere la frequenza di oscillazione più stabile, si ricorre allora ad un'alimentazione stabilizzata per la tensione anodica e, talora, anche per quella del filamento.

L'oscillatore di seconda conversione, invece, funziona ad una frequenza fissa, e quindi può essere provvisto di circuito a cristallo.

I filtri a cristallo, benchè relativamente costosi, sono utilizzati frequentemente nei ricevitori dilettantistici e professionali perchè costituiscono il metodo più efficace per ottenere un'alta selettività. Alla **figura 2**, riportiamo due schemi di filtri impieganti un solo cristallo, interponibili tra stadi amplificatori a MF successivi. La curva di risposta dei filtri di questo tipo, è indicata alla **figura 3**. Come si può notare, a sinistra del picco positivo, corrispondente alla massima selettività, è presente un picco negativo (picco di reiezione); la posizione di questo picco può essere modificata agendo sul condensatore variabile C1 (controllo « phasing »).

Utilizzando due cristalli, è possibile ottenere dei filtri in grado di fornire prestazioni ancora migliori. Come sappiamo, l'andamento ideale della curva di risposta di uno stadio a MF deve essere di tipo rettangolare. Con il circuito di **figura 4**, impiegante due filtri accordati su frequenze leggermente diverse, si ottiene una curva di risposta che si avvicina a quella ideale, come si può notare alla **figura 5**.

Occorre rilevare che la selettività richiesta ad un ricevitore dipende dal tipo di modulazione della trasmissione che si vuole ricevere. Infatti, trattandosi di una trasmissione in « fonia », si richiede idealmente una cur-

va di risposta rettangolare con una banda passante di circa 4 kHz; per la ricezione di trasmissioni in « grafia », è sufficiente una banda passante di 100 Hz, dato che tale tipo di trasmissione avviene con la sola portante (senza bande laterali).

Un altro tipo di trasmissione usato nelle bande dilettantistiche è quello ad una sola banda laterale (detta SSB dall'inglese « single side band »). In queste trasmissioni, si sopprime la portante ed una delle due bande laterali, ottenendosi così un maggior rendimento in trasmissione, nonchè l'occupazione di una banda di frequenze meno ampia. Le trasmissioni SSB richiedono, come è ovvio, una maggiore selettività da parte del ricevitore, dato che una delle bande laterali è soppressa, e pertanto, il canale di trasmissione occupa un'ampiezza pari alla metà di quella di una trasmissione con modulazione di ampiezza di tipo normale. La curva di risposta ideale è, nel caso della modulazione SSB, un rettangolo con ampiezza di circa 2 kHz, e perciò corrispondente alla curva di cui alla figura 5.

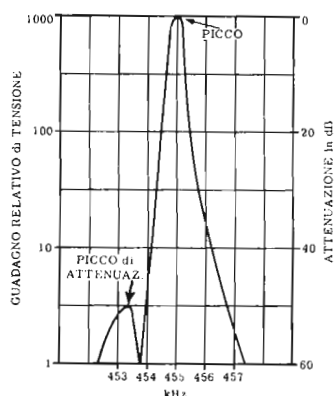



Fig. 3 - Curva di risposta di uno stadio di Media Frequenza con filtro a cristallo. Il picco più alto (massima selettività), è preceduto da un picco molto più basso, detto di reiezione o di attenuazione, la cui posizione può essere variata agendo sul controllo di fase (« phasing »).

I ricevitori più completi per OM, devono essere adatti per la ricezione di tutti e tre i tipi di trasmissione ora citati. Quindi, se si vogliono ottenere buoni risultati, è necessaria la presenza di un commutatore che provveda a modificare la curva di risposta degli stadi a MF adeguando l'ampiezza della banda passante al tipo di trasmissione che si vuole ricevere. Se si tratta di filtri a due cristalli, ad esempio, si può provvedere ad aumentare o diminuire, secondo le necessità, la differenza tra le frequenze di risonanza dell'uno e dell'altro cristallo.

Espansione di gamma. — La banda entro la quale si può sintonizzare un circuito accordato, dipende dalla induttanza della bobina e dal rapporto di capacità del condensatore variabile. Le bande dilettantistiche sono molto ristrette, ed è pertanto auspicabile « espanderle » in modo che, in corrispondenza di ogni bobina inserita, ad una intera rotazione del variabile corrisponda l'esplorazione di una piccola gamma di frequenze, equivalente ad una sola banda dilettantistica. In questo modo, il ricevitore è sintonizzabile sulle sole emittenti radiantistiche, le quali risultano più facilmente ritrovabili e maggiormente separate l'una dall'altra. Ciò perchè, all'intera rotazione del variabile, corrisponde l'esplorazione di una gamma molto ristretta.

Questa tecnica si denomina « espansione di gamma », perchè una banda di frequenze che, in un normale ricevitore, occupa solo una piccola zona della scala par-

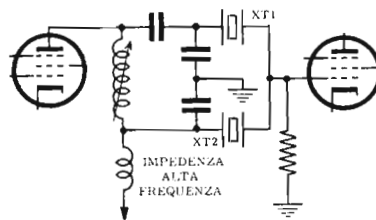



Fig. 4 - Accoppiamento tra due stadi amplificatori in Media Frequenza, con doppio filtro a cristallo.

lante, viene ora ad occuparla tutta, espandendosi. A causa delle diverse ampiezze delle bande dilettantistiche, i metodi per ottenere il rapporto di capacità necessario differiscono da banda a banda.

Consideriamo la **figura 6-A**. E' in essa rappresentato il più semplice metodo col quale si può ottenere l'espansione di gamma. In parallelo al condensatore principale $C2$ che determina la posizione della gamma, è disposto il « trimmer » $C1$, di capacità massima dell'or-

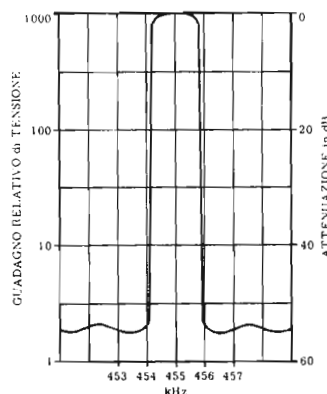



Fig. 5 - Curva di responso di uno stadio di Media Frequenza con filtro a due cristalli. L'appiattimento superiore del picco rappresenta una buona approssimazione alla curva ideale.

dine di 20 pF. Poichè le capacità di due condensatori in parallelo si sommano, ne risulta una diminuzione del rapporto tra la capacità massima e la capacità minima. Un esempio chiarirà questo concetto. Supponiamo che

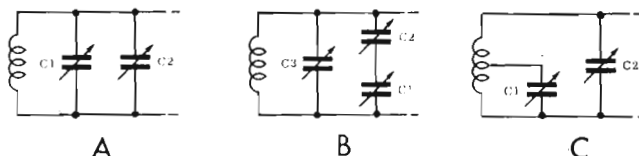



Fig. 6 - In A, espansione di gamma mediante due variabili in parallelo, di capacità diversa: in B, circuito analogo (più efficace), con diminuzione della capacità aggiunta mediante un'altra ad essa in serie; in C, espansione con collegamento di uno dei variabili ad una presa intermedia della bobina.

la capacità massima C_M di $C2$ sia di 100 pF, e la capacità minima c_m di 10 pF. Si ha, se è presente solo questo condensatore, un rapporto di capacità:

$$\frac{C_M}{c_m} = \frac{100}{10} = 10;$$

con l'aggiunta di $C1$, di 20 pF, la capacità massima sale a 120 pF e quella minima a 30 pF. Il nuovo rapporto di capacità è quindi:

$$\frac{C_M}{c_m} = \frac{120}{30} = 4.$$

Questa diminuzione del rapporto di capacità provoca un restringersi della banda di frequenza sintonizzabile, e quindi una espansione di gamma.

Un sistema che consente un'espansione di gamma ancora maggiore è quello illustrato alla figura **6-B**.

Il condensatore che allarga la banda (*C*1) si trova, questa volta, in serie al condensatore principale (*C*2) e, in parallelo ad essi si ha egualmente un « trimmer » (*C*3). In questo caso, oltre all'azione di aumento della capacità minima, dianzi esemplificata, si ottiene una diminuzione della capacità massima, e quindi il rapporto di capacità risulta ulteriormente diminuito. L'efficienza di questo circuito è pertanto maggiore, nel senso che una banda di frequenze ancora più ristretta, viene espansa fino ad occupare l'intera scala parlante.

Il circuito di figura **6-C** si avvicina a quello del caso A, se si eccettua il collegamento del condensatore C1 ad una presa sulla bobina. L'efficacia di questo metodo è regolabile a piacimento variando la posizione della presa. Più questa si trova in basso, maggiore è l'espansione riflessa su C1 che è connesso alla scala.

Ricezione delle onde persistenti. — Come abbiamo visto, le trasmissioni in codice telegrafico avvengono mediante onde persistenti, ossia prive di modulazione ad audiofrequenza. Pertanto, rivelando questo tipo di segnali, non si ottiene, nell'altoparlante o nella cuffia, alcun suono udibile. Per rendere udibili le trasmissioni ad onda persistente (dette anche *CW*, dall'inglese « continuous wave») è necessario che il ricevitore sia provvisto di uno speciale stadio oscillatore locale (« B.F.O. » = oscillatore di battimento). Il principio di funzionamento è il seguente.

Se l'oscillatore di battimento viene sintonizzato su una frequenza di poco differente dalla MF del ricevitore, e se il segnale da esso prodotto viene « mescolato » col segnale già presente nello stadio a Media Frequenza, si otterrà, in seguito al battimento, una Bassa Frequenza pari alla differenza tra le due frequenze prima menzionate. E' chiaro che, regolando opportunamente la frequenza dell'oscillatore locale, è possibile fare in modo che la frequenza di battimento sia udibile (differenze di qualche centinaio o migliaio di hertz).

In queste condizioni, quando il trasmettitore emette dei segnali, (ossia a tasto abbassato), all'uscita dello stadio a Bassa Frequenza del ricevitore, si ottiene un segnale di battimento udibile nell'altoparlante o nella cuffia. Quando invece il tasto del trasmettitore è alzato, non ricevendosi alcun segnale a radiofrequenza, non si determina neppure la nota di battimento (Bassa Frequenza) nel ricevitore.

SEMPLICE RICEVITORE per USO DILETTANTISTICO

Il ricevitore che qui suggeriamo, il cui circuito è illustrato alla **figura 7**, pur non essendo un apparecchio dalle grandi prestazioni, offre tuttavia, come abbiamo detto prima, i vantaggi di una grande semplicità, di una facile realizzazione, e di una sensibilità soddisfacente anche nei confronti di emittenti deboli e relativamente lontane, purché l'antenna sia adeguata.

Come si nota osservando il circuito, si tratta di un ricevitore a tre stadi provvisto di rivelatore in reazione, funzionante con due sole valvole (un doppio triodo 12AU7 o ECC82, ed un pentodo finale 6AQ5 o EL90). L'alimentazione avviene mediante rettificazione della tensione di rete, prelevata tramite un trasformatore (TA) che fornisce ai due secondari un'alta tensione di 250 V (60 mA), e 6,3 V (1 A).

La prima sezione del doppio triodo funziona come rivelatrice a reazione: le bobine *L*1 ed *L*2, avvolte su di un unico supporto, sono intercambiabili; esse sono realizzate esattamente come nel caso dell'apparecchio descritto a pagina 523, con la sola differenza che in luogo di essere fissate al telaio dell'apparecchio, sono inserite ciascuna su di uno zoccolo, (tolto da una vecchia valvola fuori uso) come si vede alla **figura 8**. I dati costruttivi sono riportati in una tabella.

La bobina *L*1, costituisce, con le capacità variabili in parallelo, il circuito di sintonia. L'antenna è accoppiata direttamente al lato griglia di questa bobina, tramite un condensatore variabile della capacità di circa 5 pF (*CV*1), che potrà essere realizzato nel modo che vedremo tra breve. Tale condensatore ha il compito di regolare l'accoppiamento dell'antenna, onde consentire il più giusto adattamento di quest'ultima su tutti i punti della gamma determinata dalla bobina e dalla capacità di accordo.

Il condensatore variabile da 100 pF (*CV*4) determina la gamma da esplorare, mentre gli altri due variabili (*CV*2 e *CV*3), in tandem tra loro, ossia comandati da un unico albero, consentono la sintonia micrometrica sulla gamma prescelta. Si tratta di un piccolo condensatore variabile costituito da due sezioni, ciascuna avente una capacità massima di 50 pF. Una delle due sezioni, e precisamente quella corrispondente a *CV*2, viene inserita in parallelo all'altra soltanto durante l'esplorazione della gamma degli 80 m, grazie alla presenza di un apposito contatto nello zoccolo della bobina relativa.

L'ammontare della reazione viene controllato variando la tensione di placca della rivelatrice (prima sezione del doppio triodo), a mezzo di un potenziometro da 50 kohm a filo (*P*1), connesso in serie alla placca stessa.

L'accoppiamento con lo stadio successivo è del tipo ad impedenza e capacità. L'impedenza per Bassa Frequenza, *Z*1, ha un'induttanza di 40 henry, e può sopportare una corrente massima di circa 10 mA. Questa impedenza viene usata come carico anodico, in luogo della solita resistenza di placca, poichè consente lo sviluppo di un elevato segnale senza produrre una eccessiva caduta della tensione anodica. Ciò determinerebbe infatti una diminuzione del rendimento.

La seconda sezione del doppio triodo agisce da stadio amplificatore di tensione a Bassa Frequenza. Il segnale presente all'uscita viene successivamente trasferito all'ingresso dello stadio finale di potenza, costituito dal pentodo 6AQ5. L'accoppiamento è ottenuto mediante un condensatore ed un poteziometro da 0,5 Mohm lo-

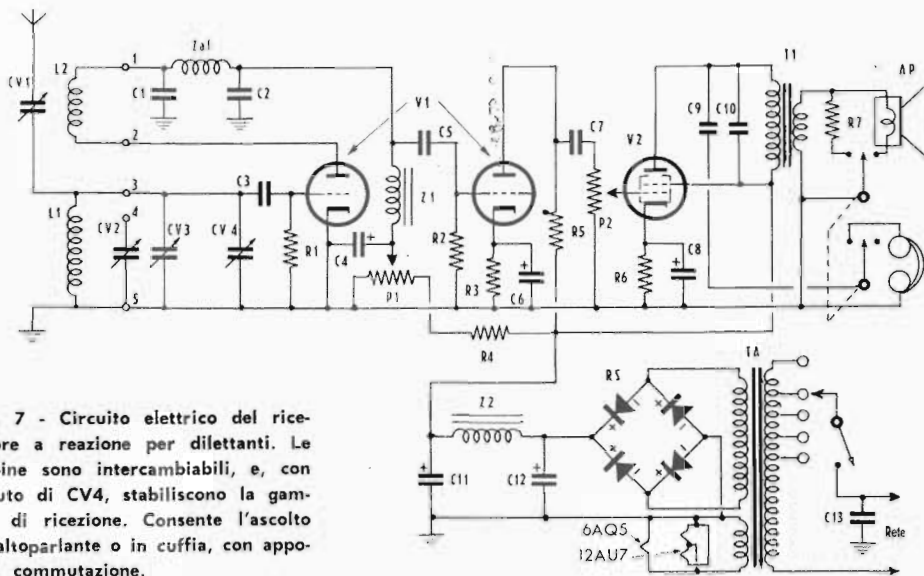



Fig. 7 - Circuito elettrico del ricevitore a reazione per dilettanti. Le bobine sono intercambiabili, e, con l'aiuto di CV4, stabiliscono la gamma di ricezione. Consente l'ascolto in altoparlante o in cuffia, con apposita commutazione.

ELENCO dei COMPONENTI

C1, C2 = 470 pF. mica
C3 = 100 pF, mica
C4 = 10 μF, 350 volt
C5, C13 = 0,01 μF, carta
C6 = 10 μF, 25 volt
C7 = 0,02 μF, carta
C8 = 25 μF, 25 volt
C9 = 0,05 μF, carta
C10 = 0,002 μF, carta
C11, C12 = 16 μF, 350 volt
CV1 = vedi testo
CV2, CV3 = Comp. ad aria (GBC. O/72) - 50 pF
CV4 = Comp. ad aria (GBC. O/74 - 100 pF
R1 = 1,5 Mohm, 0,5 watt
R2 = 0,15 Mohm, 0,5 watt
R3 = 1.500 ohm, 1 watt
R4 = 33 kohm, 1 watt
R5 = 50 kohm, 0,5 watt
R6 = 250 ohm, 1 watt
R6 = 250 ohm, 1 watt
R7 = 3 ohm, 5 watt
P1 = 50 kohm, a filo
P2 = 0,5 Mohm log. con interruttore
RS = Rettificatore al selenio, (GBC. E/93) - 250 V - 75 mA
V1 = 12AU7 (opp. ECC82)
V2 = 6AQ5 (opp. EL90)
Zaf = 3 mH (Geloso G-557)
Z1 = 40 H, 10 mA (Geloso, 321/40)
Z2 = 6 H, 70 mA (Geloso, Z-191/R)
TA = Trasf. aliment. (GBC. H/188)
T1 = Trasf. uscita (GBC. H/85) - 5.000 - 3,2 ohm
AP = Altoparlante (Geloso, SP/160-ST)

garitmico, destinato al controllo di volume. La potenza di uscita dell'apparecchio è dell'ordine di 2 watt, ed è pertanto necessario un altoparlante in grado di reggere questa potenza senza sovraccaricarsi.

Ove preferibile, è possibile l'ascolto in cuffia, collegando quest'ultima tra la placca della finale e massa, tramite un condensatore da 25.000 pF. L'impedenza della cuffia deve essere di almeno 2.000 ohm. Poichè, durante l'ascolto in cuffia, è previsto, logicamente, il distacco dell'altoparlante, un apposito commutatore provvede ad inserire al suo posto una resistenza di valore adeguato. Senza questa resistenza, si avrebbe non solo distorsione, ma anche la possibilità di seri guasti nello stadio finale a causa dell'errata impedenza di carico sul circuito di placca della valvola.

Come si nota, l'alimentazione è del tutto convenzionale: un rettificatore a ponte, seguito da un filtro *LC*, provvede a fornire la tensione anodica, mentre i filamenti vengono direttamente alimentati dall'apposito secondario a 6,3 V, presente nel trasformatore. Si faccia attenzione nell'eseguire i collegamenti ai filamenti della 12AU7: si tratta di una valvola provvista di doppio filamento, con presa centrale.

Fig. 8 - Aspetto delle bobine intercambiabili, viste lateralmente, e dal di sotto (zoccolo). Si notino i numeri di riferimento, che illustrano sullo schema la disposizione dei collegamenti.

GAMMA	L1	L2	Distanza L1/L2
2,8 - 6 MHz (80 m)	25 spire Ø 0,40 affiancate	4 spire Ø 0,40 affiancate	9,5 mm
5,9 - 13,5 MHz (40 m)	13 spire Ø 0,65 spaz. 0,65 mm	1,25 spire Ø 0,40 affiancate	6,0 mm
13,6 - 30 MHz (20 e 14 m)	5,25 spire Ø 0,65 spaz. 1,2 mm	1,75 spire Ø 0,40 affiancate	9,5 mm
24,5 - 40 MHz (10 e 11 m)	1,5 spire Ø 0,65 affiancate	1,75 spire Ø 0,40 affiancate	8,0 mm

Dati costruttivi delle bobine. La spaziatura va effettuata inserendo tra le spire un conduttore del diametro pari al valore dato, che viene tolto ad avvolgimento effettuato. Le spire vanno incollate con bachelite liquida. E' indicata anche la distanza tra L1 ed L2.

Fig. 9 - Sistema di montaggio e di comando del condensatore di antenna CV1. La manopola, ruotando l'albero, avvicina o allontana le lamine, variando la capacità tra di esse.

La costruzione e l'uso di questo ricevitore non presentano difficoltà. L'unico particolare di una certa importanza riguarda la realizzazione della capacità di accoppiamento con l'antenna, che può essere realizzata

come è illustrato alla **figura 9**. Si tratta di fissare una laminetta metallica (di rame), su due supporti isolanti (A), ed un'altra laminetta identica su di un bastoncino di plexiglas, come si vede in figura. La laminetta fissata sul supporto deve essere ricoperta con un nastro adesivo trasparente molto sottile, avente lo scopo di evitare la possibilità di corto-circuito in posizione di massima capacità. La superficie delle laminette è di circa 2,5 cm². La laminetta mobile, fissata al bastoncino isolante azionabile dall'esterno mediante una comune manopola, ruota attorno ad un asse sovrapponendosi più o meno alla prima, a seconda della capacità richiesta.

L'impedenza per Alta Frequenza, presente nel circuito della bobina di reazione (*Zaf*), ha un'induttanza di circa 3 mH. Essa, come sappiamo, impedisce all'Alta Frequenza residua di passare nella sezione di amplificazione di Bassa Frequenza.

L'apparecchio può essere realizzato con ridotte dimensioni, ed il controllo di sintonia deve — possibilmente — essere demoltiplicato, al fine di consentire una comoda sintonia (*CV*2 - *CV*3) in tutte le gamme esplorate. Per il passaggio da una gamma all'altra, è sufficiente sostituire la bobina, e variare la capacità di *CV*4.

Anche l'operazione di montaggio è semplice. Una volta ultimata la realizzazione, sarà consigliabile effettuare il collaudo con l'altoparlante. Si misurino tutte le tensioni (tutt'altro che critiche) e, se tutto è in ordine, si può iniziare l'ascolto.

La sensibilità di questo ricevitore è tale che la ricezione è possibile anche usando come antenna un semplice spezzone di filo della lunghezza di qualche metro: tuttavia, come è ovvio, si ottiene un risultato certamente superiore con un'antenna di una certa lunghezza e sistemata opportunamente in posizione elevata, antenna che, del resto, nella maggior parte dei casi è la stessa usata in trasmissione, previa opportuna commutazione per l'ascolto.

Una volta ottenuta la sintonia su di una stazione, si varia la reazione fino alla scomparsa del sibilo caratteristico. Nell'eventualità che si desideri ascoltare qualche trasmissione telegrafica, la cosa è possibile dissintonizzando leggermente il ricevitore. In tal caso, la portante intermittente in arrivo batte con la frequenza di risonanza del circuito e, grazie alla presenza della reazione, dà in uscita una serie di impulsi sonori di varia durata, rappresentati dalla maggiore o minore durata degli impulsi a radiofrequenza dovuti alla manipolazione. Nella ricezione delle emittenti in « fonia », invece, la sintonia deve essere perfetta e la reazione disinnescata. Si segneranno le posizioni di *CV*4 per le diverse gamme.

La sistemazione dei componenti non è molto critica; ovviamente, si cercherà di tenere la sezione di alimentazione in prossimità della valvola finale; i condensatori elettrolitici verranno tenuti lontano da quest'ultima onde evitarne un eccessivo riscaldamento; i collegamenti tra il triodo rivelatore, lo zoccolo portabobina ed i condensatori variabili saranno il più possibile corti. Infine, l'antenna verrà collegata in modo che lo spezzone di filo che fa capo alla laminetta mobile del compensatore sia flessibile, per consentire la regolazione della capacità senza il pericolo che il conduttore possa rompersi facilmente.

SUPERETERODINA a DOPPIA CONVERSIONE per USO DILETTANTISTICO

I ricevitori per dilettanti di tipo complesso, a conversione multipla, risultano molto costosi, e critici per quanto riguarda la costruzione e la messa a punto. Noi non descriveremo, appunto per questi motivi, un ricevitore completo di questo tipo, ma ci limiteremo a suggerire una possibile soluzione impiegante un Gruppo di Alta Frequenza appositamente studiato per i radianti, combinato con un ricevitore supereterodina di tipo domestico, sintonizzabile sulla frequenza di 65 m circa (4,6 MHz), vale a dire sulle Onde Corte.

Consideriamo lo schema a blocchi rappresentato alla **figura 10**. Esso ci permette di comprendere il principio di funzionamento del ricevitore. Il gruppo di Alta Frequenza provvede alla commutazione di gamma, alla amplificazione ad Alta Frequenza e ad una prima conversione (uscita della Iª MF a 4,6 MHz). Segue uno stadio disaccoppiatore, avente la funzione di impedire che il circuito di uscita del Gruppo, ed il circuito di entrata del ricevitore, si possono influenzare a vicenda.

La sezione successiva è costituita da una supereterodina di tipo qualunque, purchè sintonizzabile sulla frequenza di ingresso di 4,6 MHz. E' adatto, ad esempio, il ricevitore da noi descritto alla lezione 74ª. Esso ha lo scopo di produrre la seconda conversione, nonchè una successiva amplificazione alla IIª MF, una rivelazione per segnali a modulazione di ampiezza, e l'amplificazione in Bassa Frequenza.

Per ottenere anche la possibilità di ricevere trasmissioni in « grafia » (onde persistenti) è stata prevista la costruzione di un oscillatore di battimento, il cui segnale di uscita viene mescolato con quello a MF presente alla placca della rivelatrice, tramite un accoppiamento a condensatore. L'alimentazione del Gruppo e dello stadio separatore avviene mediante un alimentatore appositamente progettato, mentre l'oscillatore di battimento è direttamente alimentato dal ricevitore. Esso assorbe correnti di valore così basso da non determinare sovraccarichi all'alimentatore del ricevitore dal quale viene prelevata la tensione.

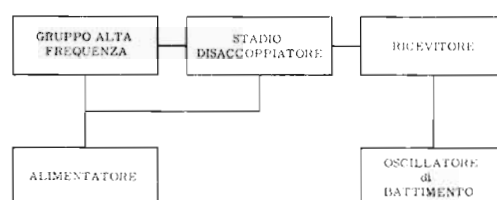



Fig. 10 - Schema a blocchi di un ricevitore a doppia conversione di frequenza, utilizzante un Gruppo convertitore da collegare ad un ricevitore comune, sintonizzato sulla Media Frequenza prodotta dal convertitore stesso. Il dispositivo viene alimentato da un apposito alimentatore. Per la ricezione in grafia, è previsto un oscillatore di battimento alimentato invece dal ricevitore normale.

Fig. 11 Circuito elettrico semplificato del ricevitore per uso dilettantistico a doppia conversione. Il gruppo convertitore, acquistabile già montato in commercio, comprende le tre valvole visibili nella zona limitata dal bordo nero. L'uscita rende disponibile un segnale a Media Frequenza di 4,6 MHz: su tale frequenza deve essere accordato il ricevitore, al cui ingresso è collegata l'uscita di detto Gruppo. Lo stadio separatore (6C4), ed il relativo alimentatore (in basso, a destra), possono essere montati sul medesimo chassis. L'oscillatore di battimento invece, (ossia la 6C4 ed il relativo circuito, visibili sotto il ricevitore), viene montato a parte, e preleva le tensioni di alimentazione dal ricevitore contenente il secondo convertitore, il rivelatore, e la sezione di Bassa Frequenza. Per consentire la massima stabilità di frequenza, la tensione di alimentazione della valvola oscillatrice (12AT7), è stabilizzata al valore di 150 volt, ad opera di una valvola al neon (OA2). Il trasformatore di alimentazione deve fornire un'alta tensione di 2 × 300 volt con 25 mA, una tensione di accensione (F) di 6,3 volt (1,8 ampère), ed una tensione di 25 volt (10 mA), per il negativo di griglia. Alla presa di antenna, va collegata un'antenna comune alla presa superiore, o un'antenna bilanciata tra i terminali 1 e 2 della basetta.

Gruppo di Alta Frequenza. — Si tratta di un complesso appositamente studiato e realizzato per i ricevitori dilettantistici. E' adatto per supereterodine a doppia conversione, in quanto incorpora un primo stadi convertitore avente una frequenza di uscita relativamente elevata (4,6 MHz). Le valvole di cui è provvisto sono tre, e svolgono le seguenti funzioni:

— il pentodo per Alta Frequenza 6BA6, amplifica il segnale a radiofrequenza in arrivo, ed è provvisto di un primo circuito accordato a frequenza variabile, di elevata selettività;

— il doppio triodo 12AT7 provvede, con una sezione, a fornire l'oscillazione locale per la conversione, e con l'altra sezione serve a separare lo stadio oscillatore da quello mescolatore. Ciò per impedire eventuali derive di frequenza dell'oscillatore, aventi origine da trascinamenti di frequenza da parte del segnale di ingresso;

— l'eptodo 6BE6 rappresenta lo stadio mescolatore. Alla prima griglia è applicato il segnale a radiofrequenza proveniente dall'uscita della 6BA6, mentre alla terza griglia è applicato il segnale dell'oscillatore locale, prelevato dall'uscita catodica dello stadio separatore.

Le caratteristiche di sensibilità di questo Gruppo sono particolarmente elevate, per la presenza dello stadio amplificatore ad A.F. che è del tipo ad alto guadagno e basso rumore. La stabilità della conversione, d'altra parte, è assicurata dall'impiego di ben tre stadi separati (oscillatore, separatore, mescolatore). Si noti che, nei ricevitori di tipo comune, la conversione di frequenza si ottiene con un solo eptodo del tipo 6BE6, funzionante sia da oscillatore che da mescolatore. L'interferenza di immagine è eliminata pressochè completamente in virtù dell'alta selettività dei circuiti accordati del primo stadio amplificatore ad A.F. e dello stadio mescolatore, e del valore elevato della Media Frequenza.

Le bande dilettantistiche ricevibili sono sei e sono le seguenti:

1) banda dei 10 m, da 28 MHz a 30 MHz,
2) banda degli 11 m, da 26 MHz a 28 MHz,
3) banda dei 15 m, da 21 MHz a 21,5 MHz,
4) banda dei 20 m, da 14 MHz a 14,4 MHz,
5) banda dei 40 m, da 7 MHz a 7,3 MHz,
6) banda degli 80 m, da 3,5 MHz a 4 MHz.

La sintonia è ottenibile mediante un condensatore variabile triplo, da disporsi esternamente al gruppo, come si vede nello schema complessivo, riportato alla **figura 11.** Questo condensatore è costituito da 3 sezioni da 415 + 70 pF.

Sono previste due prese di antenna, delle quali una singola e una bilanciata. Nello schema è previsto l'inserimento, nel circuito di antenna, di una trappola (bobina a nucleo regolabile) la quale, unitamente al condensatore da 300 pF, attenua i segnali provenienti dall'antenna, aventi frequenza pari alla I^a MF. Essa deve essere accordata esattamente su 4,6 MHz.

Per l'alimentazione del gruppo A.F. è necessaria una tensione di 6.3 V per l'accensione dei filamenti, una tensione di 250 V, nonchè una tensione di 150 V stabilizzata per lo stadio oscillatore locale. La polarizzazione negativa di griglia deve anch'essa essere fornita dall'alimentatore, mediante un apposito avvolgimento nel trasformatore, ed un raddrizzatore al selenio. Nello schema da noi riportato essa può essere variata mediante un potenziometro che consente la sua regolazione continua tra un valore minimo di circa—1 V ed un valore massimo di —20 V. Non volendo introdurre questo elemento di regolazione, occorre che la tensione abbia un valore di circa —1,75 V. Il poter variare la polarizzazione delle valvole del Gruppo, è, tuttavia, conveniente poichè in tal modo si dispone di un controllo di sensibilità a radiofrequenza.

Stadio separatore. — All'uscita del Gruppo A.F. è presente un trasformatore di MF, accordato su 4,6 MHz. Non è, evidentemente, possibile collegare il secondario di detto trasformatore alla presa d'antenna del ricevitore, senza influire sulla sua frequenza di accordo. E' pertanto necessario introdurre uno stadio disaccoppiatore, ottenuto mediante il triodo 6C4 (EC90).

Si tratta di uno stadio con uscita di catodo, tale quindi da provvedere ad un abbassamento notevole dell'impedenza, vantaggioso per ottenere un buon trasferimento del segnale all'entrata del ricevitore. Detto trasferimento è effettuato mediante un cavo coassiale.

Oscillatore a battimento. — Come abbiamo detto nella prima parte della lezione, per la ricezione delle trasmissioni ad onda persistente è necessario un circuito particolare (oscillatore di battimento). Poichè, nel complesso che stiamo descrivendo, la rivelazione avviene all'interno di un ricevitore di tipo comune, è necessario aggiungere un circuito esterno che fornisca le oscillazioni per il battimento.

Questo circuito, di tipo semplicissimo, è ottenuto mediante un triodo 6C4, che oscilla ad una frequenza di valore poco diverso dalla seconda Media Frequenza, ossia dalla Media Frequenza del ricevitore aggiunto.

Il segnale così generato viene accoppiato, mediante una capacità molto bassa, al circuito di placca del diodo rivelatore. Questa capacità si può ottenere, in modo semplice, avvicinando e, eventualmente, attorcigliando il conduttore proveniente dall'oscillatore di battimento con quello facente capo alla placca del diodo. Per ottenere risultati migliori, si regolerà l'accoppiamento tra i due conduttori in modo che, pur determinandosi un trasferimento di segnale sufficiente, lo stadio rivelatore non ne risulti sovraccaricato.

Il complesso descritto può essere realizzato in due blocchi, uno dei quali comprendente il gruppo Alta Frequenza, i componenti ad esso connessi, lo stadio disaccoppiatore e l'alimentatore; l'altro blocco comprende il ricevitore normale, cui viene aggiunto l'oscillatore di battimento.

Non diamo consigli pratici circa la disposizione dei componenti sul telaio e l'esecuzione dei collegamenti poichè la realizzazione di questo ricevitore dilettantistico è consigliabile solo a coloro che hanno già una certa esperienza in montaggi elettronici, per avere realizzato già altri apparecchi, e sono quindi in grado di ideare essi stessi uno schema razionale di montaggio.

DOMANDE sulle LEZIONI 130ª e 131ª

N. 1 —
Che cosa occorre per poter effettuare legalmente trasmissioni dilettantistiche ?

N. 2 —
Quali sono, nel codice telegrafico, le durate degli spazi tra un elemento e l'altro di una stessa lettera, tra una lettera e l'altra e, infine, tra una parola e l'altra?

N. 3 —
Quali manifestazioni contraddistinguono l'attività dei radiantisti ?

N. 4 —
Come si effettuano, nelle trasmissioni in grafia, la « chiamata generale », e la risposta a detta chiamata ?

N. 5 —
Quali sono i requisiti fondamentali cui deve soddisfare un buon ricevitore dilettantistico ?

N. 6 —
Come si riesce ad eliminare l'inconveniente della interferenza d'immagine ?

N. 7 —
Quali sono i più comuni valori di M.F. che si scelgono nei ricevitori supereterodina a doppia conversione, e per quali ragioni ?

N. 8 —
Come è possibile ottenere un aumento della selettività dei circuiti accordati a Media Frequenza ?

N. 9 —
Quali sono i due tipi fondamentali di filtri a cristallo, e quali le differenze essenziali di comportamento che li caratterizzano ?

N. 10 —
Nei ricevitori per il traffico dilettantistico, qual'è l'ampiezza ideale della banda passante dei circuiti a M.F., in relazione ai diversi tipi di ricezione (modulazione di ampiezza normale, onde persistenti, banda laterale unica ?

N. 11 —
Quale è il vantaggio derivante dall'uso dei filtri a cristallo, negli amplificatori di Media Frequenza ?

N. 12 —
Come è possibile effettuare la commutazione dei circuiti a radiofrequenza dei ricevitori, onde ricevere le diverse bande dilettantistiche ?

N. 13 —
Che vantaggio fondamentale apporta la tecnica dell'espansione di gamma ?

N. 14 —
Quale circuito particolare è necessario per la ricezione delle trasmissioni ad onda persistente (grafia), e come funziona ?

N. 15 —
Come è possibile trasformare un ricevitore supereterodina di tipo normale in un ricevitore dilettantistico provvisto di doppia conversione ?

RISPOSTE alle DOMANDE di p. 1025

N. 1 — Come un segnale sinusoidale ad Alta Frequenza, caratterizzato da frequenza, ampiezza e fase costanti.

N. 2 — Perchè, per le sue stesse caratteristiche, non contiene alcuna informazione sotto forma di modulazione. Può però essere interrotta periodicamente in base al codice Morse, per comunicazioni telegrafiche.

N. 3 — Impiegando uno stadio oscillatore funzionante su una frequenza sottomultipla di quella di trasmissione, seguito da uno o più stadi moltiplicatori di frequenza.

N. 4 — Evitare che le eventuali variazioni del carico applicato all'uscita si ripercuotano sull'oscillatore, provocando variazioni di frequenza.

N. 5 — Grazie all'effetto volano dei circuiti LC accordati, mediante il quale ogni impulso di energia viene integrato, fino a riacquistare la forma sinusoidale.

N. 6 — La forte variazione di temperatura dovuta al calore dissipato dalle valvole. Tale calore fa variare le caratteristiche fisiche dei componenti che determinano la frequenza di funzionamento.

N. 7 — Quando il valore minimo della tensione di placca è pari al valore massimo della tensione positiva presente sulla griglia pilota.

N. 8 — Una parziale regolazione automatica, dovuta alle variazioni della caduta di tensione presente ai capi della resistenza, grazie alla corrente variabile di griglia.

N. 9 — Evitare che la tensione di griglia, durante i semiperiodi positivi del segnale, diventi talmente positiva da provocare una corrente eccessiva.

N. 10 — Evitare, mediante reazione negativa, le oscillazioni spontanee dovute alla capacità interelettrodica della valvola.

N. 11 — L'interruzione della portante a mezzo di un tasto, per trasmettere segnali secondo un codice speciale.

N. 12 — Facendo in modo che il tasto, invece di agire direttamente sul circuito interessato, azioni un apposito relais funzionante a bassa tensione. In tal modo, la manipolazione è indiretta.

N. 13 — Inserendo in serie al circuito da interrompere una valvola che il tasto porta in conduzione o in interdizione.

N. 14 — La potenza di picco di modulazione, per una modulazione del 100%, deve essere pari alla metà della potenza della portante non modulata. La portante modulata al 100% ha — in tal caso — una potenza pari a 1,5 volte quella che sussiste in assenza di modulazione.

N. 15 — Con la modulazione contemporanea di placca e schermo si ha una distorsione minore di quella derivante dalla sola modulazione di schermo.

N. 16 — La potenza modulante necessaria in Bassa Frequenza è molto bassa, ma la potenza massima ottenibile della portante modulata è inferiore (pari a circa un terzo) che non con la modulazione di placca.

TESTO della LEGGE relativa alla CONCESSIONE di LICENZE di TRASMISSIONE DILETTANTISTICA

Riportiamo il testo integrale della Legge con la quale è stata concessa in Italia la trasmissione dilettantistica. Prima di accingersi all'attività in questione è opportuna una attenta lettura degli articoli relativi. Ricordiamo che l'inoltro delle domande e dei documenti può essere agevolato rivolgendosi alla A.R.I. (Associazione Radiotecnica Italiana - Viale Vittorio Veneto, 12 Milano) la quale si interessa per un sollecito disbrigo delle pratiche e può fornire delucidazioni e chiarimenti in materia.

IL PRESIDENTE DELLA REPUBBLICA

Visto l'art. 7 della legge 14 marzo 1952, n. 196;

Visto l'art. 87 della Costituzione;

Visto il Codice postale e delle telecomunicazioni, approvato con regio decreto 27 febbraio 1936, n. 645;

Udito il parere del Consiglio di Stato;

Sentito il Consiglio dei Ministri;

Sulla proposta del Ministro Segretario di Stato per le poste e le telecomunicazioni, di concerto coi Ministri per il tesoro, per l'interno, per la difesa e per l'industria e commercio;

Decreta:

Art. 1.

Può essere concesso l'impianto e l'esercizio di stazioni di radioamatori in conformità delle norme contenute nel regolamento generale delle radiocomunicazioni in vigore, approvato e reso esecutivo in Italia con decreto del Presidente della Repubblica 27 dicembre 1948, n. 1694.

Art. 2.

Per l'impianto e l'esercizio delle stazioni di cui all'articolo precedente, occorre ottenere la concessione del Ministero delle poste e delle telecomunicazioni, che sarà accordata con decreto Ministeriale, sentito il Consiglio di amministrazione.

Art. 3.

Le modalità relative al rilascio delle licenze e alla disciplina della condotta delle stazioni di radioamatore sono regolate dalle apposite norme allegate al presente decreto, di cui formano parte integrante, munite del visto del Ministro proponente e dei Ministri concertanti.

Art. 4.

Sono abrogate tutte le disposizioni contrarie o incompatibili con le norme allegate.

Il presente decreto, munito del sigillo dello Stato, sarà inserto nella Raccolta ufficiale delle leggi e dei decreti della Repubblica Italiana. E' fatto obbligo a chiunque spetti di osservarlo e di farlo osservare.

Dato a Roma, addì 14 gennaio 1954.

EINAUDI

Pella - Panetti - Gava - Fanfani - Taviani - Malvestiti

Visto, il Guardasigilli: De Pietro
Registrato alla Corte dei conti, addì 3 agosto 1954
Atti del Governo, registro n. 85, foglio n. 2 - Carlomagno

NORME PER LA CONCESSIONE DI LICENZE PER L'IMPIANTO E L'ESERCIZIO DELLE STAZIONI DI RADIOAMATORE.

Domande per l'esercizio del radiantismo

Art. 1.

Chi desidera ottenere la concessione prevista per l'impianto e l'esercizio di una stazione di radiocomunicazioni a scopo di studio ed istruzione individuale (Stazioni di radioamatore) deve presentare al Ministero delle poste e delle telecomunicazioni, la domanda in carta da bollo, contenente i seguenti dati e dichiarazioni, concernenti il richiedente e le installazioni per cui viene richiesta la concessione:

1) nome, cognome, paternità, maternità, luogo e data di nascita e, per i minori che abbiano superato il 18° anno di età, in mancanza del padre, nome di chi esercita la patria potestà;

2) domicilio dell'interessato: per i militari in servizio è consentito che la stazione venga installata nello stabilimento militare al quale il militare stesso è addetto. In tal caso dovrà essere prodotto apposito nulla osta dell'autorità militare. Per tutti gli altri la stazione deve essere installata nella abitazione privata;

3) indicazione del luogo ove sarà impiantata la stazione;

4) dichiarazione del richiedente di attenersi alle norme di impianto e di esercizio emanate o da emanarsi dal Ministero delle poste e delle telecomunicazioni.

Alla predetta domanda, debbono essere allegati i seguenti documenti, debitamente legalizzati:

a) certificato di nascita;

b) certificato di cittadinanza italiana;

c) certificato generale del casellario giudiziale;

d) certificato di buona condotta.

e) per i minori di 21 anni, dichiarazione resa dinanzi alle competenti autorità da parte del padre o di chi esercita la patria potestà, di consenso e di assunzione delle responsabilità civili connesse all'impianto ed all'esercizio della stazione di radioamatore della quale si chiede la concessione;

f) patente di radiooperatore dilettante, rilasciata al richiedente dal Ministero delle poste e delle telecomunicazioni ai sensi del successivo art. 3;

g) planimetria del luogo ove s'intende installare la stazione;

h) descrizione sommaria delle apparecchiature e dell'impianto con l'indicazione della potenza del radiotrasmettitore;

i) ricevuta dell'abbonamento alle radioaudizioni per l'anno in corso.

Per i militari in servizio, esclusi quelli in servizio di leva o richiamati, i documenti di cui alle lettere a), b), c) e d) del presente articolo possono essere sostituiti da una dichiarazione rilasciata dall'amministrazione militare. Gli stessi militari sono esentati dalla presentazione della planimetria di cui alla lettera g) qualora la stazione sia ubicata in uno stabilimento militare.

Concessione di licenza per l'impianto e l'esercizio di stazione di radioamatore

Art. 2.

Il Ministero delle poste e delle telecomunicazioni, sentiti i Ministeri dell'interno e della difesa, si riserva la facoltà di accordare o negare a proprio giudizio insindacabile, la concessione per l'impianto e l'esercizio di stazione di radioamatore.

La concessione suddetta non può essere accordata a chi non è in possesso della cittadinanza italiana e a chi, pur godendo della cittadinanza italiana sia rappresentante di sudditi stranieri, o di uno Stato estero, o che comunque sia in rapporti di affari con stranieri o con Stati esteri.

Le concessioni debbono essere negate in ogni caso:

1) a chi ha riportato condanna per delitti contro

la personalità dello Stato, per diserzione in tempo di guerra o per reati comunque connessi con l'esercizio dell'attività radiantistica, ancorchè sia intervenuta sentenza di riabilitazione;

2) a chi ha riportato una condanna a pena restrittiva della libertà personale superiore a tre anni per delitto non colposo e non abbia ottenuta la riabilitazione;

3) a chi è sottoposto alla ammonizione o al confino di polizia e a misure di sicurezza personali o è stato dichiarato delinquente abituale, professionale o per tendenza.

La concessione per l'esercizio della stazione di radioamatore è subordinata al possesso della patente di operatore di stazione di radioamatore di cui all'art. 3 e al versamento del canone annuo di esercizio stabilito in lire 3000 (tremila) per la concessione di licenza di esercizio di 1ª classe, in L. 4000 (quattromila) per quella di 2ª classe, in L. 6000 (seimila) per quella di 3ª classe.

I versamenti di tali canoni saranno effettuati con le modalità di cui all'art. 4.

Le somme versate dagli interessati sia per tassa esami di cui all'art. 4, sia per canoni di esercizio di cui al presente articolo, saranno integralmente acquisite al bilancio di entrata dell'Azienda delle poste e telecomunicazioni.

Le concessioni per l'impianto e l'esercizio di stazioni di radioamatore, possono essere rilasciate anche ad Istituti di istruzione radiotecnica civili legalmente riconosciuti o militari nonchè ad Enti statali di controllo e d soccorso e, in seguito a proposta del Dicastero competente alle condizioni che il Ministero delle poste e delle telecomunicazioni si riserva, caso per caso, di stabilire e semprechè l'operatore responsabile sia munito di regolare patente di classe corrispondente all'impianto ai sensi dell'art. 3.

Per ogni concessione sarà rilasciata apposita licenza di esercizio (V. all. 3).

Le classi delle licenze sono corrispondenti alle rispettive classi di patente.

Patente di operatore di stazione di radioamatore

Art. 3.

Le patenti di operatore di stazione di radioamatore sono di tre classi corrispondenti alle potenze massime di alimentazione anodica dello stadio finale del trasmettitore rispettivameste di 50, 150 e 300 Watt (V. allegato 2).

Il possesso della sola patente di radiooperatore non dà facoltà di esercire stazioni di radioamatore.

La patente viene conseguita previo esame di idoneità da sostenersi dinanzi a Commissione costituita presso i Circoli delle costruzioni telegrafiche e telefoniche del Ministero delle poste e delle telecomunicazioni e con le modalità di cui all'articolo seguente.

Art. 4.

Gli esami di idoneità per conseguire la patente di radiooperatore consisteranno nella dimostrazione di possedere sufficienti cognizioni tecnico-pratiche riguardanti il funzionamento e la messa a punto degli impianti stessi e la pratica capacità a ricevere e a trasmettere col Codice Morse alla velocità richiesta dalla corrispondente classe di patente.

Per l'ammissione agli esami, oltre all'istanza, con l'indicazione della classe di patente cui si aspira, dovranno essere prodotti i documenti richiesti per la concessione per l'impianto e l'esercizio delle stazioni di radioamatore di cui alle lettere a), b), c), d), del secondo comma del precedente art. 1, nonchè due fotografie di cui una legalizzata e la ricevuta di versamento della tassa di esami di lire cinquecento a favore del Ministero delle poste e delle telecomunicazioni - Ispettorato traffico T. R. T. con versamento sul c/c postale n. 1/31840.

I programmi e le modalità dell'esame sono stabiliti nell'allegato 1.

L'amministrazione si riserva la facoltà di esentare da alcune o da tutte le prove di esame coloro che sono in possesso di requisiti ritenuti a suo insindacabile giudizio sufficienti per il rilascio della patente.

Norme tecniche

Art. 5.

Gli impianti delle stazioni di radioamatore per quanto si riferisce alle installazioni delle radioapparecchiature debbono uniformarsi alle norme C. E. I. (Comitato Elettrotecnico Italiano) nonchè alle norme appresso indicate ed alle altre che il Ministero delle poste e delle telecomunicazioni eventualmente potrà stabilire.

a) Il radiotrasmettitore dovrà essere munito di stadio pilota. La tolleranza di frequenza ammissibile, non deve essere in nessun caso superiore a 0,05 %.

b) La potenza di alimentazione anodica dello stadio finale del trasmettitore non deve essere superiore a quella fissata nella rispettiva licenza ed il trasmettitore deve essere corredato di amperometro e volmetro per la misura di detta potenza.

c) Non è consentita l'emissione con onde smorzate.

Le bande di frequenza assegnate per l'esercizio di stazioni di radioamatore, nonchè le classi di emissione permesse su ciascuna banda sono le seguenti:

Bande	Classi di emissione
Kc/s da 3.613 a 3.627	A1, A3, A3b, A3a (solo modulazione di ampiezza con profondità di modulazione non superiore al 100 % e con una frequenza massima di modulazione di 3500 p/s).
» » 3.647 » 3.667	
» » 7.000 » 7.150	
» » 14.000 » 14.350	
» » 21.000 » 21.450	
» » 28.000 » 29.700	
Mc/s da 144 a 146	Sulle bande di frequenza superiori a 28 Mc/s sono consentite anche emissioni di classe A2, e modulate in frequenza con indice di modulazione non superiore a 0,7. Sulle bande di frequenza superiore a 140 Mc/s sono consentite anche emissioni modulate in frequenza con indice di modulazione non superiore a 5. Sulle bande di frequenza superiori a 1215 Mc/s sono consentite anche emissioni ad impulsi.
» » 420 » 460 (1)	
» » 1.215 » 1.300	
» » 2.300 » 2.450	
» » 5.650 » 5.850	
» » 10.000 » 10.500	

(1) Nella banda 420-460 Mc/s il servizio di radionavigazione aeronautica ha la priorità. Gli altri servizi possono utilizzare detta banda soltanto a condizione di non cagionare disturbi nocivi a tale servizio.

d) Le emissioni debbono essere esenti da armoniche e da emissioni parassite per quanto il progresso della tecnica lo consenta.

e) Non è consentita l'eccitazione diretta dell'antenna dallo stadio finale del trasmettitore semprechè non siano

previsti accorgimenti tecnici che permettano parimenti una emissione pura.

f) Nell'impiego della manipolazione telegrafica debbono essere usati gli accorgimenti necessari per ridurre al massimo le interferenze dovute ai cliks di manipolazione.

g) Nell'impiego della telefonia e delle onde di tipo A dev'essere evitata qualsiasi modulazione contemporanea di frequenza.

h) Non è consentita la alimentazione del trasmettitore con corrente alternata non raddrizzata ed il raddrizzatore dev'essere munito di filtro adatto a ridurre la modulazione dovuta alla fluttuazione della corrente raddrizzata (ronzio di alternata) in misura non superiore al 5%.

i) Ogni trasmettitore dovrà essere munito di apparecchi di misura che permettano di controllare le condizioni di funzionamento degli apparecchi di emissione. Nel caso che la frequenza impiegata non sia suscettibile di essere regolata in modo che essa soddisfi alle tolleranze ammesse alla lettera a) del presente articolo, la stazione deve essere dotata di un dispositivo atto a permettere la misura della frequenza con una precisione almeno uguale alla metà di detta tolleranza.

l) L'uso degli aerei esterni per le stazioni di radioamatore è regolato dalle norme di cui alla legge 6 maggio 1940, n. 554, modificata dalla legge 26 marzo 1942, n. 406, dal regio decreto-legge 22 marzo 1943, n. 280 e dal decreto legislativo luogotenenziale 5 maggio 1946, n. 382.

L'Amministrazione delle poste e delle telecomunicazioni si riserva di modificare sia le bande di frequenza assegnate per l'esercizio di stazioni di radioamatori sia le classi di emissione consentite su ciascuna banda, in dipendenza dell'entrata in vigore di accordi internazionali ovvero per esigenze di carattere eccezionale.

Nominativo - Frequenza di lavoro

Art. 6.

Alle singole stazioni di radioamatore saranno, da parte del Ministero delle poste e delle telecomunicazioni, assegnati il nominativo e le bande di frequenza di lavoro entro i limiti previsti dal Regolamento internazionale delle radiocomunicazioni in vigore.

Alle associazioni, enti, circoli, club tra amatori e cultori di materie tecniche nel campo delle radiotrasmissioni è fatto divieto:

a) di assegnare i nominativi, sigle o contrassegni radiantistici ai propri iscritti;

b) di curare il recapito e la consegna di cartoline o di conferme di trasmissioni (Q.S.L.) a radioamatori che non risultino autorizzati.

Dette cartoline e conferme dovranno invece, in tali casi, essere rimesse al Ministero delle poste e telecomunicazioni, completate se possibile dalle generalità del destinatario e del mittente.

Norme di esercizio

Art. 7.

a) L'esercizio di stazioni di radioamatori è consentito soltanto ad operatori muniti di relativa licenza.

b) E' proibito a terzi di usare una stazione di radioamatore, a meno che non si tratti di radioamatore munito di patente o di licenza in proprio. In tale caso deve essere usato il nominativo delle stazioni in cui si svolge la trasmissione e l'inizio e la fine delle trasmissioni devono essere effettuate dal titolare della stazione che ne assume direttamente la responsabilità.

c) Le radiocomunicazioni dovranno effettuarsi soltanto con altre stazioni di radioamatori italiane munite di licenza ovvero con stazioni situate in altri paesi a meno che questi ultimi non abbiano notificata la loro opposizione.

d) Le emissioni delle stazioni di radioamatore dovranno essere effettuate soltanto nelle bande di frequenza previste dall'art. 5, lettera c) delle presenti norme.

e) Le radiocomunicazioni tra stazioni di radioamatore dovranno essere effettuate soltanto con l'impiego del codice Q, e delle abbreviazioni internazionali previste dal I.A.R.U. (International Amateur Radio Union) ed in linguaggio chiaro e solo nelle lingue italiana, francese, inglese, portoghese, russa, tedesca e spagnuola.

f) All'inizio ed alla fine delle trasmissioni, nonchè ad intervalli di 5 minuti, nel corso di esse dovrà essere ripetuto il nominativo della stazione mittente.

g) Le radiocomunicazioni dovranno essere limitate allo scambio di messaggi di carattere tecnico riguardanti esperimenti e osservazioni di carattere puramente personale i quali, a motivo della loro poca importanza, non giustifichino che si faccia ricorso al servizio pubblico delle telecomunicazioni.

h) Il concessionario dovrà osservare oltre le precedenti prescrizioni tutte le altre della Convenzioni internazionale delle telecomunicazioni e dei regolamenti annessi.

i) L'impiego del segnale di soccorso è proibito nelle radiocomunicazioni delle stazioni di radioamatore ed è proibito l'impiego di segnali che possono dar luogo a falsi allarmi.

Ove però una stazione di radioamatore ricevesse un segnale di soccorso (S.O.S. in telegrafia, MAYDAY in telefonia) da una nave dovrà attenersi alle norme seguenti:

se la stazione è nella stessa sede di un Comando della marina militare o di un Ente portuale deve dare immediata notizia a questi per i provvedimenti del caso, segnalando quanto venuto a sua conoscenza e precisando altresì l'ora e la frequenza di intercettazione del segnale;

se la stazione non è nella stessa sede di un Comando della marina militare o di un Ente portuale, deve cercare di collegarsi, a mezzo della propria stazione, con altro amatore, possibilmente in sede di porto importante, il più vicino alla zona della nave in difficoltà. Ottenuto il collegamento gli trasmette le notizie intercettate ed invita il corrispondente ad inoltrare di urgenza alle autorità militari e portuali;

qualora il segnale di soccorso sia stato lanciato da un aeromobile il radioamatore deve avvertire immediatamente l'autorità aeronautica - Comando soccorso aereo - chiamando la stazione i1SVH su di una frequenza da stabilire compresa nelle bande radiantistiche.

L'autorità politica e militare locale in entrambi i casi dovrà essere informata.

In ogni caso il radioamatore deve fare il possibile per continuare l'ascolto sulla frequenza su cui ha intercettato il segnale di soccorso, per intercettare e fornire ulteriori notizie.

l) I concessionari rispondono direttamente dei danni che comunque possono derivare a terzi dall'impiego del-

la propria stazione.

m) E' vietata l'intercettazione da parte delle stazioni di radioamatore di comunicazioni che esse non hanno titolo a ricevere ed in ogni caso è vietato trascrivere e far conoscere a terzi il contenuto e l'esistenza dei messaggi involontariamente captati.

n) Presso le stazioni di radioamatore deve essere tenuto al corrente un registro nel quale saranno annotate le indicazioni relative alla data, ora e durata delle singole trasmissioni; le caratteristiche tecniche (frequenza, potenza, tipo di trasmissione); i nominativi delle stazioni corrispondenti e il contenuto delle comunicazioni effettuate, indicazioni conformi a quelle contenute nei registri della I.A.R.U. International Amateur Radio Union.

Le registrazioni devono essere fatte ad inchiostro o a matita copiativa in modo chiaro e leggibile, senza spazi in bianco, interlinee, trasporti in margine o abrasioni; le eventuali cancellature dovranno essere eseguite in modo che le parole cancellate siano leggibili.

I fogli del registro di stazione debbono essere numerati e firmati dal radioamatore.

I registri dovranno essere tenuti a disposizione del Ministero delle poste e telecomunicazioni, che si riserva la facoltà di richiederli in qualsiasi momento o di esaminarli a mezzo di propri ispettori, e debbono essere conservati almeno per l'intero anno solare successivo a quello in corso.

o) Il nominativo radiantistico assegnato a ciascuna stazione di radioamatore dall'Amministrazione delle poste e delle telecomunicazioni sarà riportato nella licenza e non potrà essere modificato dall'assegnatario.

p) L'elenco delle licenze rilasciate sarà pubblicato di volta in volta nel bollettino ufficiale delle poste e delle telecomunicazioni, con la indicazione dei singoli nominativi.

q) Qualsiasi trasferimento di un impianto di radioamatore da una località ad un'altra e da un punto ad altro di una stessa città, dev'essere autorizzato preventivamente dal Ministero delle poste e telecomunicazioni.

Sospensione del servizio - Sanzioni
Autorizzazione al disimpegno di servizi speciali

Art. 8.

Il Ministero delle poste e delle telecomunicazioni per ragioni attinenti alla sicurezza del Paese, alla difesa militare o per altre necessità determinate da casi di emergenza, potrà insindacabilmente, in qualsiasi momento e senza indennizzo, sospendere il funzionamento delle stazioni di radioamatore o revocare le concessioni.

Potrà anche procedere all'applicazione di detti provvedimenti, nonchè al bloccaggio di tutte o parti delle apparecchiature che costituiscono la stazione, nei casi di inadempienza agli obblighi derivanti dalle presenti norme sul radiantismo e sull'esercizio delle radiocomunicazioni in genere, senza pregiudizio delle disposizioni del Codice postale e delle telecomunicazioni, in materia di radiocomunicazioni.

Il Ministero delle poste e delle telecomunicazioni può, in casi di pubblica calamità o per contingenze particolari o di interesse pubblico, autorizzare le stazioni di radioamatore, per oggetto e tempo determinato, a disimpegnare speciali servizi oltre i limiti stabiliti per le comunicazioni radiantistiche dall'art. 7, lettera g).

Validità della concessione

Art. 9.

La prima concessione è valida per l'anno solare in corso. Per le concessioni accordate dopo il primo luglio il canone dell'anno solare in corso è ridotto alla metà.

Per la rinnovazione, che il Ministero delle poste e delle telecomunicazioni si riserva la facoltà di accordare o negare a proprio giudizio insindacabile a norma del primo comma dell'art. 2, gli interessati devono presentare al Ministero stesso 30 giorni prima della scadenza, una istanza in carta da bollo con allegata la attestazione di versamento della tassa annua di concessione.

Il Ministero delle poste e delle telecomunicazioni, sentiti, ove del caso, i Ministeri dell'interno e della difesa, potrà revocare in qualsiasi momento la licenza ove risulti che il titolare non sia più in possesso di qualcuno dei requisiti che hanno giustificato la concessione.

Il mancato pagamento del canone importa di diritto la decadenza della concessione.

Le licenze scadute o che comunque hanno cessato di aver vigore anche per decesso o per il trasferimento del titolare all'estero devono essere restituite al Ministero delle poste e delle telecomunicazioni.

Qualora la licenza venga smarrita, il radioamatore deve subito informare il Ministero delle poste e delle telecomunicazioni, unendo la ricevuta del versamento di L. 500, per duplicazione di licenza, effettuato a favore del Ministero delle poste e delle telecomunicazioni sul c/c postale n. 1/31840.

Controllo sulle stazioni

Art. 10.

I locali, gli impianti e il relativo registro delle stazioni di radioamatore debbono essere in ogni tempo ispezionabili dai funzionari incaricati dal Ministero delle poste e delle telecomunicazioni.

La licenza relativa alla concessione deve essere custodita presso la stazione ed essere esibita a richiesta dei funzionari incaricati della verifica.

Art. 11.

Tutte le licenze provvisorie rilasciate prima dell'entrata in vigore delle presenti norme s'intenderanno decadute di diritto dopo 90 giorni dalla data di pubblicazione delle norme stesse.

Il Ministro per le poste e telecomunicazioni
PANETTI

Visto:

Il Ministro per la difesa: TAVIANI.
Il Ministro per l'interno: FANFANI
Il Ministro per il tesoro: GAVA
Il Ministro per l'industria e commercio: MALVESTITI.

NORME E PROGRAMMA DI ESAME
PER ASPIRANTI ALLA PATENTE DI RADIOOPERATORE

1. - NORME DI ESAME

a) Gli esami per il conseguimento della patente di radiooperatore dilettante consisteranno in un prova scrit-

ta sul seguente programma, nonchè in prove pratiche di trasmissione e ricezione radiotelegrafica auricolare in codice Morse alla velocità di 40 caratteri al minuto per le patenti di 1ª classe, 60 caratteri al minuto per le patenti di 2ª classe e 80 caratteri al minuto per quelle di 3ª classe.

Il programma d'esame, nelle linee generali, è comune a tutte e tre le classi di patenti, la conoscenza degli argomenti però, dovrà essere più o meno approfondita a seconda della classe di patente cui il candidato aspira.

b) Gli esami per il rilascio delle patenti di 1ª, 2ª e 3ª classe saranno sostenuti presso i Circoli costruzioni telegrafiche e telefoniche.

c) La Commissione d'esame sarà composta per ogni sede di Circolo, costruzioni telegrafiche e telefoniche dal direttore del Circolo, presidente, da un funzionario postelegrafonico esperto radiotecnico designato dal Ministero delle poste e delle telecomunicazioni, da un rappresentante del Ministero della difesa designato da quel Ministero, e da un esperto designato dall'Associazione radiantistica legalmente riconosciuta.

Le spese per eventuali missioni o trasferte dei membri delle Commissioni di esame sono a carico delle Amministrazioni o Enti di appartenenza.

d) I temi sia per la prova scritta sia per la prova pratica di trasmissione e ricezione in codice Morse, verranno predisposti dal Ministero delle poste e delle telecomunicazioni ed inviati ai Circoli secondo le prescrizioni in uso.

Il Ministero fisserà anche la durata delle prove pratiche.

Le Commissioni d'esame trasmetteranno il verbale contenente l'esito degli esami unitamente agli elaborati in seguito a che il Ministero procederà al rilascio delle varie patenti conseguite dagli idonei.

e) Il testo della prova pratica di ricezione radiotelegrafica eseguita dal candidato dovrà essere facilmente leggibile e la trasmissione telegrafica dovrà risultare regolare.

f) Il computo degli errori sarà fatto in conformità dei criteri che seguono.

ogni segnale (lettera, cifra o segno di punteggiatura) ricevuto o trasmesso erroneamente conterà un errore;

se in una parola ricevuta o trasmessa vi sono più errori se ne conteranno sempre solo due;

ogni parola omessa nella ricezione o nella trasmissione sarà calcolata per due errori. Le parole illeggibili saranno considerate come omesse.

g) La prova scritta consisterà in un questionario contenente una serie di domande su questioni tecniche (qualche schema da disegnare e qualche operazione aritmetica da eseguire), legislative, regolamentari e sulle norme di esercizio sul servizio r. t. internazionale.

Per tale prova sono concesse tre ore di tempo.

2. - PROGRAMMA

a) - Elettrologia ed elettrotecnica

Carica elettrica - Campo elettrico - Capacità elettrica e condensatori; unità di misura delle capacità - Differenza di potenziale - Forze elettromotrici e relativa unità di misura - Corrente continua - Legge di Ohm - Resistenza elettrica - Unità di misura della corrente; unità di misura della resistenza - Effetti della corrente elettrica - Pile ed accumulatori - Induzione elettromagnetica e relative leggi - Mutua induzione - Induttanza - Correnti alternate: periodo, ampiezza, valor medio, valore efficace, pulsazione.

Legge di Ohm in corrente alternata, sfasamento tra tensione e corrente, potenza apparente, potenza effettiva, fattore di potenza.

Correnti non sinusoidali; armoniche.

Effetti fisiologici della corrente elettrica; norme di protezione; norme di soccorso.

Trasformatori elettrici.

Strumenti ed apparecchi di misura; amperometri e voltmetri per corrente continua e per corrente alternata - Wattmetri.

b - Radiotecnica - Telegrafia - Telefonia

Resistenza, induttanza e capacità concentrate; resistenza, induttanza e capacità distribuite; comportamento dei circuiti comprendenti delle resistenze, delle induttanze e delle capacità al variare della frequenza.

Risonanza elettrica - Risonanza in serie ed in parallelo di un circuito - Risonanza di due circuiti accoppiati.

Tubi elettronici: vari tipi, caratteristiche costruttive, curve caratteristiche - Impiego dei tubi elettronici nelle apparecchiature radioelettriche trasmittenti e riceventi - Principali caratteristiche elettriche e costruttive dei trasmettitori radiotelegrafici e radiotelefonici e dei relativi aerei.

Tipi di emissioni radioelettriche.

Nozioni principali sulla propagazione delle onde elettromagnetiche in funzione della loro lunghezza.

Ondametri.

Nozioni di telegrafia e telefonia - Telegrafo Morse - Microfono - Telefono - Altoparlante.

c) - Regolamento internazionale delle radiocomunicazioni.

Art. 1. - Definizioni: Stazione d'amatore; Frequenza assegnata ad una stazione; Larghezza della banda occupata da una emissione: Tolleranza di frequenza; Potenza di un radiotrasmettitore.

Art. 2. - Designazione delle emissioni; Classi; Larghezza di banda; Nomenclatura delle frequenze.

Art. 3. - Regole generali d'assegnazione ed impiego delle frequenze.

Art. 5. - Divisione del mondo in regioni - Bande di frequenza tra 10 e 10.500 Mc/s assegnate ai radioamatori nelle regioni 1, 2 e 3.

Art. 13. - Disturbi ed esperimenti.

Art. 14. - Procedura contro i disturbi.

Art. 15. - Rapporto sulle infrazioni.

Art. 16. - Scelta degli apparecchi.

Art. 17. - Qualità delle emissioni.

Art. 18. - Controllo internazionale delle emissioni.

Art. 19. - Nominativi.

Art. 21. - Segreto.

Art. 22. - Licenza.

Art. 42. - Stazioni d'amatore.

App. 9' RR - Abbreviazioni e Codice Q.

Visto, il Ministro per le poste e telecomunicazioni
PANETTI

AVVISO a tutti i lettori

Dal 6 al 20 Agosto prossimi i ns. Uffici resteranno **chiusi per ferie.**

Durante tale periodo (per 2 settimane dopo il N° 44) **non usciranno i fascicoli del «Corso».** Col N° 45 – che sarà posto in distribuzione il 26 Agosto p. v. – riprenderà la frequenza settimanale, sino al **N° 52,** ultimo Numero previsto.

L'ultimo fascicolo del «Corso di RADIOTECNICA» recherà anche l'«errata-corrige» e gli Indici.

SIAMO LIETI DI ANNUNCIARE ORA CHE, COME LOGICO SEGUITO AL CITATO « Corso » SARA' PUBBLICATO, SETTIMANALMENTE IL

corso di TELEVISIONE

con costruzione di un televisore

QUANTO PRIMA ESPORREMO AMPI DETTAGLI RELATIVI A QUESTO NUOVO PERIODICO CHE — POSSIAMO GIA' AFFERMARLO SIN D'ORA — NON HA RISCONTRO PER RICCHEZZA DI CONTENUTO, CHIAREZZA DI ESPOSIZIONE E PRATICITA' DI RISULTATI CON NESSUN'ALTRA INIZIATIVA DEL GENERE, SIA A CARATTERE SCOLASTICO CHE A CARATTERE EDITORIALE.

— Creare suoni che non esistono nella realtà ! Ecco una cosa possibile a tutti i possessori di un registratore magnetico, seguendo le tecniche illustrate in un articolo sui **trucchi sonori alla portata degli amatori.** Potrete così creare degli effetti sonori originali ed artistici, oppure semplicemente curiosi e divertenti, che renderanno molto più attraenti le vostre registrazioni.

— Sempre quanti si interessano della registrazione magnetica su nastro, nella nuova rubrica **Parole e suoni** troveranno le risposte ai quesiti che essi stessi vorranno sottoporre.

— Ancora nel campo della Bassa Frequenza, viene illustrato un metodo semplice e facile per ottenere il **bilanciamento degli stadi finali in controfase.**

— Ai tecnici di laboratorio interesserà un articolo dedicato alla **fotometria** ed ai metodi per la misura della luminanza dello schermo dei tubi a raggi catodici.

— Gli indicatori ottici, di qualunque tipo essi siano, sono presenti in moltissime apparecchiature elettroniche in quanto consentono di accertare visivamente lo stato di funzionamento dei circuiti. In questo articolo vengono descritti il funzionamento e le applicazioni dei **thyratron indicatori**, un tipo particolare di valvola a gas a catodo freddo le cui caratteristiche elettriche ne fanno il componente più versatile per l'applicazione anzidetta.

— I diversi problemi connessi con l'ottenimento di una buona **linearità orizzontale nei televisori a 110°** sono oggetto di un articolo dedicato in particolare al videoriparatore.

— Telefonare con la luce ! A questo si giungerà modulando ed amplificando la luce prodotta da un nuovo dispositivo chiamato **Laser.** Il funzionamento del Laser viene esaurientemente descritto in modo piano ed accessibile a tutti.

— Viene pubblicata la II Parte di un articolo sul **Progetto di stadi a transistori per radioricevitori**. Il tecnico progettista vi troverà esposte, in modo eminentemente pratico, le norme più importanti da seguire.

— L'apparecchio è riparabile subito ? Quanto costa la riparazione ? Sono questi i due soli quesiti che interessano il proprietario di un televisore guasto, e che esigono una pronta ed esatta risposta da parte del tecnico. Viene qui esposto un metodo per **la diagnosi dei guasti di un televisore presso il domicilio del cliente,** in modo da ottenere quegli elementi che consentono di rispondere ai quesiti posti.

E' compresa una tabella ove sono esposti sinteticamente 20 probabili guasti, con indicazione dei sintomi, del punto probabile del guasto e dei controlli da effettuare.

— Tabella di sostituzione delle valvole riceventi con i tipi RCA prodotti in Italia dalla ATES.

Completano il fascicolo le abituali rubriche, e cioè un notiziario relativo ad avvenimenti riguardanti la tecnica elettronica, da tutto il mondo; una recensione di libri e opuscoli; gli avvisi gratuiti a disposizione di tutti i lettori; un esame tecnico di apparecchiature del commercio; un breve riassunto di articoli importanti di riviste estere, ecc. ecc.

Qualche cenno sul fascicolo N. 102 della rivista mensile « RADIO e TELEVISIONE » posta in distribuzione recentemente. Chiedetela all'edicola (lire 300) o abbonatevi a 12 numeri (lire 3060).

corso di RADIOTECNICA

pubblicazione settimanale - 26 agosto - 2 sett. 1961 - un fascicolo lire 150 45° numero

corso di
RADIOTECNICA

settimanale a carattere culturale

Direzione, Amministrazione, Pubblicità:
Via dei Pellegrini 8/4 - Telef. 593.478

MILANO

Ogni fascicolo — contenente 3 lezioni — costa lire 150, acquistato alle edicole.

Se l'edicola risulta sprovvista, o si teme di rimanere privi di qualche numero, si chieda invio settimanale direttamente al proprio domicilio a mezzo abbonamento.

Il versamento per ricevere i 52 fascicoli costituenti l'intero Corso è di lire 6500 + I.G.E. = lire 6630. A mezzo vaglia postale, assegno bancario, o versamento sul conto corr. postale 3/41.203 del « Corso di RADIOTECNICA » - Via dei Pellegrini 8-4 - Milano.

In ogni caso, scrivere in modo molto chiaro e completo il proprio indirizzo.

L'abbonamento può essere effettuato in qualsiasi momento; si intende comprensivo delle lezioni pubblicate e dà diritto a ricevere tali lezioni, che saranno inviate con unica spedizione.

Estero: abbonamento al Corso, Lit. 8.500. ($ 15). Numeri singoli Lit. 300 ($ 0,50).

Per i cambi di indirizzo durante lo svolgimento del Corso, unire lire 100, citando sempre il vecchio indirizzo.

Fascicoli singoli arretrati — se disponibili — possono essere ordinati a lire 300 cadauno.

Non si spedisce contrassegno.

Distribuzione alle edicole di tutta Italia: Diffus. Milanese . Via Soperga, 57 - Milano.

Direttore responsabile: Giulio Borgogno.

Autorizzaz. N. 5357 - Tribunale di Milano.

Stampa: Intergrafica S.r.l. - Cologno Monzese.

La Direzione non rivende materiale radio; essa può comunicare, se richiesta, indirizzi di Fabbricanti, Importatori, Grossisti ecc. in grado di fornire il necessario ed ai quali il lettore può rivolgersi direttamente.

Alla corrispondenza con richiesta di informazioni ecc. si prega allegare sempre il **francobollo per la risposta**.

Parte del testo e delle illustrazioni è dovuta alla collaborazione del Bureau of Naval Personnel, nonchè al Dept. of the Army and the Air Force - U.S.A.

A chi può essere utile questo Corso? Anzitutto — stante la sua impostazione — il Corso, basato sull'esposizione in forma a tutti accessibile, della radiotecnica, dai suoi elementi basilari alla evoluzione più recente, rappresenta la forma ideale per tutti coloro che intendono dedicarsi all'elettronica, sia come forma ricreativa sia — soprattutto — per l'acquisizione di una professione specializzata che possa procurare loro una posizione di privilegio in seno alla società odierna.

Anno per anno, la nostra civiltà si indirizza sempre più verso questa meravigliosa, si potrebbe dire fascinosa, elettronica, che nel modo più evidente consente sviluppi impensati, progressi grandiosi e una rapida evoluzione di tutti gli altri rami dello scibile che essa tocca e influenza.

L'industria, tutta l'industria, nel senso più ampio, da quella elettrotecnica a quella meccanica, alla metallurgica, alla chimica ecc., con i suoi laboratori di ricerca e le sue fabbriche richiede, e richiederà sempre più, con un ritmo rapidamente crescente, tecnici specializzati con conoscenza dell'elettronica, tecnici specificatamente elettronici e persino operai e impiegati di ogni ordine e categoria con cognizioni di elettronica.

Si può dire che anche le branche commerciali, quelle dei trasporti e persino quelle amministrative con le recenti introduzioni delle calcolatrici, abbisognano di personale che conosca i principi dell'elettronica, le macchine relative, il loro pieno sfruttamento, la eventuale riparazione ecc. e, quanto più in modo completo, quanto meglio.

Nasce, da una tale situazione, una logica conseguenza: per la scelta di una professione o di un mestiere, per un miglioramento della propria posizione sociale, per l'intrapresa di una libera attività o anche per la sola acquisizione di cognizioni che indubbiamente verranno oltremodo utili, è quanto mai opportuno riflettere se non sia conveniente dedicare un po' di tempo allo studio di questa scienza che ha tra l'altro il pregio di rendersi immediatamente attraente, concreta, accessibile e foriera di moltissime soddisfazioni.

A questo scopo appunto, e con questi intenti, è stato redatto questo Corso.

Non mancano invero altri corsi (specie per corrispondenza) o scuole di radiotecnica, nè mancano (sebbene siano in numero del tutto inadeguato) scuole statali o pareggiate ma la struttura e l'impostazione che caratterizzano queste 156 lezioni sono alquanto particolari, presentando non pochi vantaggi sulle diverse altre forme di cui si è detto.

Anzitutto vogliamo porre in evidenza **il fattore economico.**

Frequentare regolarmente, durante tutto l'anno, una scuola è certo il modo più logico — anche se non il più rapido — per apprendere ma, tralasciando il fatto che rarissimi sono gli Istituti di radiotecnica, è a tutti possibile dedicarsi esclusivamente, e per l'intero anno, allo studio? Noi riteniamo che chi può farlo costituisca oggi assai più l'eccezione che la regola. Ciò significa infatti poter disporre liberamente del proprio tempo senza avere la necessità di un contemporaneo guadagno: il nostro Corso permette a chiunque di studiare a casa propria, nelle ore libere dal lavoro, senza abbandonare o trascurare quest'ultimo. Ciò caratterizza invero anche altri corsi, ma il vantaggio economico diviene notevole ed evidentissimo se si considera che di fronte all'esborso, anche se rateale, di quasi 80.000 lire che i corsi per corrispondenza richiedono, seguendo il nostro Corso la spesa in un anno risulta di poco più di 7500 lire (150 lire alla settimana presso un'edicola) o di 6630 lire totali, con recapito postale, settimanale, delle lezioni a domicilio.

E' superfluo dire che la Modulazione di Frequenza, i transistori, i circuiti stampati, la trasmissione, il telecomando ecc. sono argomenti integrali del Corso e non costituiscono motivo di corsi speciali, aggiunti o particolari.

Le lezioni di questo Corso — a differenza di molte altre — non sono stampate con sistemi di dispensa, a ciclostile, o con sistemi più o meno analoghi, derivanti cioè da un originale battuto a macchina da scrivere; esse sono stampate in uno stabilimento grafico, con chiari caratteri tipografici da cui deriva una assai più agevole lettura e — fattore certamente di non secondaria importanza — un contenuto molto più ampio, corrispondendo una pagina a stampa a tre o quattro pagine di quelle citate. Il lettore avrà, alla fine del Corso, un volume di ben 1248 pagine di grande formato!

Chiunque, indipendentemente dall'età, dalla professione e dalle scuole compiute **può seguire il Corso.** Alle esposizioni teoriche si abbinano numerose, attraenti, istruttive ed utili descrizioni che consentono la realizzazione di ricevitori, amplificatori, strumenti vari e persino di trasmittenti su onde corte.

A questo proposito è sintomatico il fatto che la Direzione non vuole assolutamente assumere la fisionomia di un fornitore o commerciante di materiale radio, rivendendo agli allievi le parti necessarie. Il materiale occorrente l'interessato può acquistarlo dove e come meglio crede e, assai spesso anzi, già ne dispone. Viene così evitato l'acquisto forzoso, caratteristico più o meno di tutti gli altri corsi.

Anche chi è già radiotecnico, anche chi ha seguito o segue altri corsi troverà il massimo tornaconto in questo completo ed aggiornato lavoro. Molte nozioni, è logico, saranno note, altre un po' meno e sarà utile rinfrescarle, e il tutto infine costituirà un manuale di consultazione, prezioso tanto per la teoria esposta quanto per i numerosi schemi, per le tabelle, per i grafici, gli elenchi, i dati, il vocabolario dei termini ecc.

Concludendo, si può affermare che questo **Corso di Radiotecnica** oltre che come insegnamento graduale si presenta come **enciclopedia e rivista assieme** ciò che permette di formare — con modestissima spesa — **il più completo, ricco, utile e pratico volume di radiotecnica di cui sia dato oggigiorno disporre.**

TRASMETTITORI per DILETTANTI

Poichè abbiamo già dedicato due lezioni allo studio dei trasmettitori e dei sistemi di modulazione, ora ci limiteremo a prendere i considerazione le tecniche ed i circuiti propri esclusivamente dei trasmettitori per dilettanti. Questi trasmettitori, se può tornare utile una certa suddivisione, si possono classificare in quattro gruppi. in altre parole, le trasmissioni dilettantistiche possono essere effettuate secondo le seguenti tecniche:

1) manipolazione a tasto (trasmissione in grafia, con onde persistenti).

2) modulazione di ampiezza di tipo consueto.

3) modulazione di ampiezza con soppressione di una banda laterale e della portante; questa tecnica, come abbiamo già accennato, viene usualmente designata con la sigla « SSB », derivante dall'espressione inglese « single side band » (banda laterale unica).

4) modulazione di frequenza a banda stretta.

L'ultimo di questi metodi non è permesso in Italia, ed all'estero è scarsamente diffuso.

CARATTERISTICHE GENERALI

I principali requisiti cui devono soddisfare i trasmettitori dilettantistici, sono la stabilità di frequenza, che deve essere la massima ottenibile e comunque corrispondere a quella delle norme legali, e la eliminazione, dal segnale che si invia all'antenna, di ogni forma di disturbo; tra i disturbi si comprende anche l'eventuale presenza di armoniche superiori.

La stabilità di frequenza è importante se si vuole che le proprie trasmissioni possano essere ricevute senza la necessità di ricorrere a continui ritocchi della sintonizzazione dei ricevitori. L'eliminazione dei disturbi è indispensabile, oltre che per aumentare la intellegibilità delle proprie trasmissioni, per evitare di interferire, particolarmente a causa della presenza di armoniche superiori, con altre trasmissioni al di fuori delle bande dilettantistiche, e particolarmente con le trasmissioni dei servizi di radiodiffusione e televisione.

Nella progettazione di un trasmettitore occorre tener conto, in primo luogo, della frequenza, o delle frequenze, alle quali si vuole operare, e dalla potenza di uscita. Finchè la frequenza di trasmissione non è molto elevata, è sufficiente un semplice circuito oscillatore per costituire, come si vede nello schema a blocchi di **figura 1-A**, un piccolo trasmettitore completo. La potenza di uscita ottenibile da questo circuito è, evidentemente, molto bassa, non essendo presente alcuno stadio amplificatore. Per questa ragione — in genere — il segnale prodotto dall'oscillatore viene inviato all'antenna solo dopo essere stato adeguatamente amplificato, come si osserva alla figura 1-**B**.

Spesso la frequenza di oscillazione è sottomultipla di quella di uscita come abbiamo visto alla lezione 127ª, e pertanto vengono inseriti stadi moltiplicatori, (figura 1-**C**). Occorre rilevare che, mentre nel caso dei normali trasmettitori, la moltiplicazione di frequenza viene introdotta — come si è visto — soprattutto allo scopo di poter usufruire di circuiti oscillatori a cristallo, nel caso dei trasmettitori dilettantistici vi è un'altra ragione preponderante, ragione che ora illustreremo.

Prendiamo in considerazione le frequenze delle bande dilettantistiche appartenenti alla gamma delle onde corte. Se si eccettuano la banda degli 11 m e la banda dei 15 m, le altre frequenze, corrispondenti alle bande degli 80 m, dei 40 m, dei 20 m e dei 10 m, sono multiple esatte le une delle altre. Ciò consente di ridurre il numero dei circuiti oscillanti; infatti, è sufficiente moltiplicare per 2, per 4 e per 8 un'unica frequenza iniziale corrispondente agli 80 m, per ottenere, rispettivamente, i 40 m, i 20 m ed i 10 metri.

Del resto, i circuiti oscillatori a quarzo, molto usati nei trasmettitori di tipo commerciale, sono meno pratici per le trasmissioni dilettantistiche. Queste richiedono, infatti, che il trasmettitore non sia a frequenza fissa, bensì sia sintonizzabile con continuità entro tutte le bande. Ciò perchè, come abbiamo visto, ogni radiante non ha assegnata una propria frequenza di trasmissione, ma deve cercare, ogni volta che trasmette, un canale libero, e quindi sintonizzare su questo il proprio trasmettitore. Con l'uso dei cristalli occorrerebbe disporre di un numero rilevante di essi, a frequenze leggermente differenti, facilmente commutabili.

Allo scopo di consentire la sintonizzazione continua entro le bande, i trasmettitori per dilettanti invece di molti cristalli, sono provvisti di un primo stadio oscillatore di tipo particolare, designato di solito con la sigla « VFO ». Questa denominazione deriva dalle iniziali dell'espressione inglese « variable frequency oscillator » che significa oscillatore a frequenza variabile. Il « VFO » può essere sintonizzato a volontà su qualunque frequenza compresa in una determinata gamma di trasmissione. La frequenza di sintonizzazione è indicata da un indice su una apposita scala graduata.

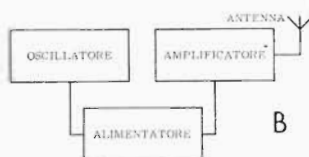
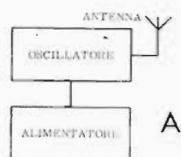



Fig. 1-A e B - Un oscillatore è di per se stesso un trasmettitore. L'energia in gioco può essere notevole, ma ciò, va a discapito della stabilità di frequenza, per cui un simile trasmettitore non è consentito dalle norme sulle trasmissioni. In B si vede come si possa porre rimedio a ciò, tenendo bassa l'energia dell'oscillatore, ed elevando la potenza con uno stadio amplificatore.

Fig. 1-C - Per un ulteriore aumento della stabilità di frequenza, si preferisce far lavorare l'oscillatore su una frequenza piuttosto bassa, indi moltiplicarla ed infine amplificarla. Ovviamente, ciò comporta la aggiunta di altri stadi.

Oscillatori a frequenza variabile - « VFO »

La frequenza di oscillazione di un circuito LC dipende esclusivamente dai valori della induttanza e della capacità. Onde assicurare una buona stabilità alla frequenza presente all'uscita del « VFO », è pertanto necessario assumere particolari precauzioni, affinchè questi valori non subiscano, durante il funzionamento del trasmettitore, alcuna modifica.

Tra le cause che possono determinare variazioni nel valore dell'induttanza di una bobina, ricordiamo, innanzi tutto, il progressivo riscaldamento, che, come abbiamo visto a suo tempo, può essere causato dalla presenza di componenti che dànno luogo a sviluppo di calore, quali ad esempio, valvole, resistenze e trasformatori. Da ciò può aver origine un lento fenomeno di deriva nella frequenza di oscillazione, che, per essere eliminato, richiede particolari cure nel calcolo dei valori dei componenti e nella disposizione degli stessi.

Nella maggior parte dei circuiti oscillanti, la capacità di accordo è costituita da un condensatore disposto tra la griglia della valvola oscillatrice e massa. Come sappiamo, ogni valvola presenta inevitabilmente delle capacità interelettrodiche, alcune delle quali costituiscono una capacità parassita tra la griglia e massa, che va a sommarsi a quella effettiva del condensatore di accordo. Le capacità interelettrodiche delle valvole dipendono, in modo rilevante, dalle tensioni ai vari elettrodi. Ciò significa che variazioni anche piccole nelle tensioni di alimentazione, possono provocare mutamenti nel valore complessivo della capacità di accordo, e di conseguenza spostamenti di frequenza.

All'uscita dello stadio oscillatore viene applicato un carico, costituito dal circuito di ingresso dello stadio successivo. E' intuibile come variazioni nelle condizioni di funzionamento di quest'ultimo stadio possano determinare cambiamenti nella frequenza di oscillazione; infatti, eventuali modifiche nel carico apportano mutamenti nelle condizioni di funzionamento della valvola oscillatrice, che possono determinare variazioni di frequenza.

Tra le altre possibili cause di instabilità dei circuiti dei « VFO », ricordiamo ancora i movimenti di tipo meccanico. A questo proposito occorre distinguere i piccoli movimenti accidentali, quali ad esempio quelli provocati involontariamente dall'operatore, dalle vibrazioni, che presentano carattere periodico. Tra le cause di vibrazione ricordiamo in primo luogo i nuclei dei trasformatori di alimentazione, specialmente se non sono fissati molto solidamente, e l'altoparlante del ricevitore. Mentre i movimenti accidentali possono dar luogo esclusivamente a derive momentanee, che non presentano alcuna gravità, le vibrazioni provocano spesso vere e proprie « modulazioni » del segnale a radiofrequenza, e sono perciò da evitarsi accuratamente.

Alla **figura 2** sono riportati alcuni circuiti caratteristici, comunemente impiegati come oscillatori nei gruppi « VFO ». Essi sono progettati in modo tale da rendere minimi gli effetti di deriva di cui si è detto, e principalmente quelli dovuti alle variazioni di induttanza e di capacità. Il circuito oscillante riportato in **A** è del tipo « Hartley », mentre i circuiti **B** e **C** sono del tipo « Colpitts » (il primo con sintonizzazione in parallelo, ed il secondo con sintonizzazione in serie).

Nel caso dei circuiti A e B, si mira principalmente a rendere poco influenti le variazioni di capacità conseguenti a mutamenti nella tensione di alimentazione o nel carico. Allo scopo, si utilizzano dei circuiti oscillanti ad alto Q, caratterizzati dall'impiego di capacità di accordo notevolmente elevate. In questo modo, le piccole variazioni della capacità parassita non hanno molto effetto sulla frequenza di oscillazione, poichè rappresentano solo una minima percentuale della capacità di accordo complessiva.

Anche il circuito Colpitts con sintonizzazione in serie (caso C), è del tipo ad alto Q. In esso si nota, tuttavia, una differenza sostanziale rispetto ai due casi precedenti: la valvola risulta infatti collegata in parallelo esclusivamente ad una piccola parte del circuito oscillante, ossia a quella corrispondente al condensatore C1. La capacità di accordo complessiva è invece determinata dai tre condensatori in serie C1, C2 e C3 + CV. Per di più, la capacità parassita della griglia verso massa è in parallelo a condensatori di valore rilevante, e quindi le sue eventuali variazioni, dovute alla tensione di alimentazione od al carico, non possono apportare spostamenti di frequenza di notevole entità.

Contrariamente ai casi precedenti, questa volta il rapporto L/C è molto basso, e ciò consente, a parità degli altri elementi, una minore deriva di frequenza, dovuta alla minore corrente che percorre il circuito. Per ottenere maggiore stabilità, è bene che il rapporto tra

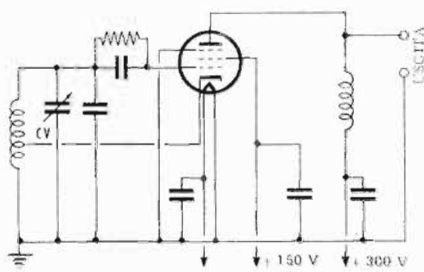



Fig. 2-A Oscillatore « Hartley », spesso impiegato come primo stadio di un « V.F.O. ». Per rendere minima l'influenza delle variazioni delle capacità parassite, si adottano alti valori capacitivi in sintonizzazione.

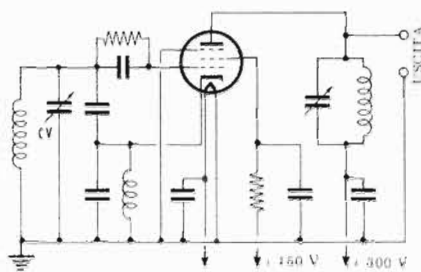



Fig. 2-B - Oscillatore «Colpitts» per «V.F.O.». Rispetto ad A, la presa per la reazione è su un partitore capacitivo anzichè induttivo, l'accordo è in parallelo, ed i valori di capacità sempre alti.

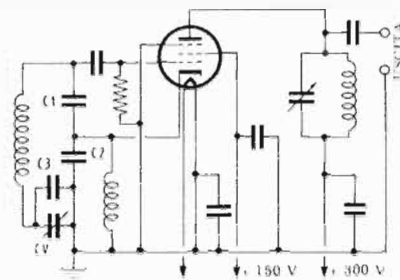



Fig. 2-C - Oscillatore « Colpitts » per « V.F.O. ». L'accordo è in serie. Al contrario dei due casi precedenti, il rapporto L/C è basso, ciò che porta a minore deriva di frequenza per la minore corrente.

C1 (o *C2*, che in genere ha lo stesso valore) e *CV* + *C3*, sia più possibile elevato. Naturalmente, non è possibile oltrepassare un certo limite, poichè quando C1 e C2 hanno capacità molto alta, può accadere che il circuito cessi di oscillare. Il massimo rapporto consentito aumenta all'aumentare del Q della bobina e della conduttanza mutua della valvola. Se non si riesce a far oscillare il circuito entro tutta la banda richiesta, si può ricorrere a bobine aventi un più alto fattore di merito, oppure ridurre la capacità di C1 e C2.

Abbiamo visto le principali cause di deriva di frequenza e qualche metodo adatto ad eliminarle o ad attenuarle. Prendiamo ora in considerazione un altro fenomeno che, pur potendo sembrare a prima vista simile, ha in realtà una diversa origine ed un diverso effetto. Esaminiamo i tre circuiti riportati alla figura 2. Come si può notare, si tratta di circuiti provvisti di sintonizzazione, oltre che nel circuito oscillante (circuito di griglia) anche nel circuito di carico (circuito di placca). Tuttavia, mentre il circuito di griglia è ad accordo variabile, onde consentire la produzione di oscillazioni alla frequenza voluta, il circuito di placca è, per semplicità, sintonizzato su una frequenza fissa. Ciò non comporta gli inconvenienti che si potrebbero supporre, poichè le bande dilettantistiche sono molto ristrette, e pertanto è sufficiente tarare il circuito di carico sulla frequenza centrale della banda (mediante l'induttanza variabile) per ottenere un funzionamento soddisfacente. Si elimina così la necessità di impiegare un secondo condensatore variabile, oltre a quello del circuito di griglia.

Questi circuiti presentano tuttavia un inconveniente: quando si desidera ottenere da essi una frequenza di oscillazione compresa nella zona estrema di una banda, e si sintonizza in conseguenza il circuito di griglia, quello di placca rimane accordato ancora alla frequenza centrale, ossia ad una frequenza leggermente diversa. Ne deriva che la frequenza del circuito oscillante viene parzialmente influenzata, ed ha una tendenza a spostarsi verso quella su cui è accordato il circuito di carico. Ciò non ha nulla a che vedere con le derive di frequenza di cui si è parlato in precedenza, trattandosi questa volta di uno spostamento costante che non provoca spostamenti di sintonia a carattere variabile.

La suddetta dissintonizzazione del circuito di griglia, dovuta al circuito accordato di uscita, non apporta, qualora si tenga in debito conto lo spostamento di frequenza, difficoltà nella trasmissione o nella ricezione. Tuttavia, se si desidera eliminarla, esistono due metodi egualmente buoni.

Il primo, più semplice, consiste nell'accordare il circuito di oscillazione ad una frequenza pari alla metà di quella che si desidera in uscita, sulla quale viene invece accordato il circuito di carico. Lo stadio diviene quindi, oltre che oscillatore, duplicatore di frequenza. In questo modo le frequenze di accordo dei due circuiti (di griglia e di placca) non sono più vicine l'una all'altra, e l'influenza reciproca diviene, in conseguenza, irrilevante. Occorre però notare che questo metodo comporta una forte attenuazione della tensione di uscita ottenibile, poichè viene sfruttata esclusivamente la seconda armonica del segnale generato, che ha entità molto inferiore alla fondamentale.

Un secondo metodo consiste nell'impiego di circuiti oscillatori con circuito non accordato d'uscita. Un classico caso è riportato alla **figura 3**, che rappresenta un circuito Hartley con carico di uscita non sintonizzato. Con questo metodo, la tensione di uscita non subisce diminuzioni degne di rilievo. Tuttavia, poichè la presenza di ulteriori circuiti accordati è ancora necessaria, si deve introdurre uno stadio separatore di tipo elettronico tra l'uscita dell'oscillatore e l'ingresso (accordato) del primo stadio amplificatore. Senza lo stadio separatore, si otterrebbe egualmente un'influenza del circuito di ingresso dell'amplificatore sulla frequenza di oscillazione. La **figura 4** illustra lo schema di principio degli stadi adatti a seguire un oscillatore con uscita non sintonizzata.

« VFO » a conversione

Riprendiamo in considerazione, da un altro punto di vista, il problema della stabilità di frequenza dei trasmettitori. Due dati fondamentali, dei quali occorre tener conto a questo proposito, sono la potenza di uscita del circuito oscillatore, e la frequenza di oscillazione.

E' vantaggioso l'impiego di circuiti oscillanti a bassa potenza di uscita, poichè quando un circuito è percorso da una potenza molto bassa, è possibile usare componenti (bobine, resistenze, collegamenti, ecc.) di piccole dimensioni, senza che essi si riscaldino. Anche la valvola, a sua volta, produce una inferiore quantità di

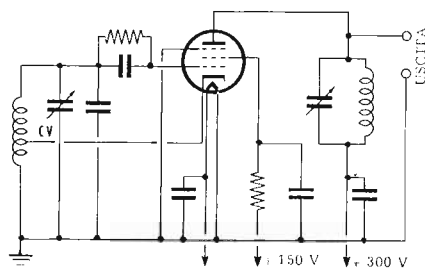



Fig. 3 - Se il circuito di uscita viene sintonizzato in maniera semifissa, può influenzare sfavorevolmente il circuito di griglia: per evitare ciò, si ricorre, a volte, ad un carico anodico non accordato.

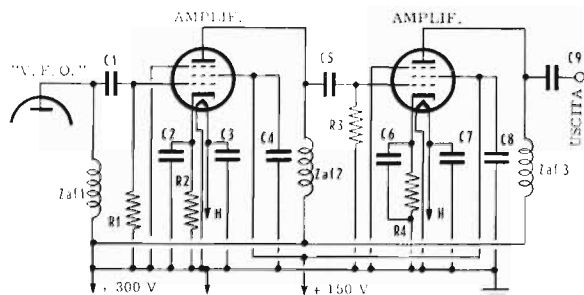



Fig. 4 - Se all'oscillatore non accordato in placca fanno seguito circuiti accordati, è necessario interporre una separazione rappresentata nella figura dai due stadi che seguono l'uscita del « V.F.O. ».

calore. E' quindi evidente un primo vantaggio, che consiste in una diminuzione del fenomeno di deriva di frequenza, dovuto al graduale riscaldamento dei componenti. In aggiunta a ciò, si consideri che, quando i componenti sono molto piccoli, possono essere più facilmente sottratti ad influenze esterne sia di carattere elettrico (mediante adeguate schermature) che meccanico (poiché i montaggi che ne derivano risultano più rigidi e compatti).

Il secondo requisito, riguarda la frequenza di oscillazione. Più questa è bassa, più sono alti i valori dell'indutanza e della capacità necessari ad accordare il circuito oscillante. Ciò comporta il vantaggio di rendere meno influenti le variazioni della capacità parassita determinate da instabilità di tensione o da spostamenti di capacità dei «trimmer», in seguito a riscaldamento o a cause meccaniche.

Mentre l'impiego di circuiti di oscillazione a bassa potenza non apporta alcun problema, essendo sufficiente la successiva amplificazione per ottenere la potenza di uscita desiderata, non è altrettanto immediato un metodo che consenta di utilizzare frequenze di oscillazione molto basse. E' a questo proposito che si usa il *« VFO » a conversione*, il quale consente l'impiego di un circuito oscillatore a frequenza variabile che lavora nella gamma delle onde medie, ossia a frequenze sufficientemente basse.

Lo schema a blocchi di **figura 5** illustra i diversi stadi necessari per l'ottenimento di un « VFO » a conversione. Sono presenti due oscillatori, dei quali uno, variabile, funziona ad una frequenza piuttosto bassa (ad esempio, da 100 a 1.500 kHz) e l'altro ad una frequenza (fissa) più alta, di valore tale che, come somma (o come differenza) tra le due, si ottenga la frequenza desiderata per l'uscita. Il battimento tra i segnali provenienti dai due oscillatori avviene nello stadio mescolatore. A quest'ultimo stadio segue un separatore di tipo elettronico e, successivamente, un amplificatore, in genere provvisto di almeno un circuito accordato.

Il vantaggio che si ottiene è facilmente comprensibile, se si pensa che l'oscillatore variabile opera ad una frequenza bassa, e quindi non è soggetto, in senso assoluto, a forti derive. L'oscillatore fisso, può essere del tipo a cristallo, e quindi non aggiunge ulteriori fenomeni di deriva. I vantaggi che il VFO a conversione presenta sul VFO di tipo normale si possono così riassumere:

a) stabilità di frequenza dello stesso ordine di quella ottenibile con i circuiti a cristallo (a frequenza fissa),

b) lettura facile e precisa della frequenza di operazione sulla scala, anche nelle bande a frequenza più elevata,

c) possibilità di introdurre con facilità il sistema «break-in» (interruzione completa della trasmissione durante la ricezione) senza che si determini instabilità di trasmissione alla ripresa.

Stabilità di frequenza — Posto che si voglia utilizzare un oscillatore variabile a frequenza bassa — e già abbiamo posto in evidenza l'utilità di ciò — si può ricorrere in seguito a due diverse vie, per elevare la frequenza del segnale fino ad ottenere quella di trasmissione: la moltiplicazione di frequenza o la conversione.

Prendiamo dapprima in considerazione un esempio del primo caso: supponiamo che la frequenza dell'oscillatore variabile sia compresa tra 1166 e 1233 kHz e, mediante un primo stadio moltiplicatore, triplichiamola. Si otterrà la gamma da 3,5 a 3,7 MHz. Successivamente, mediante una serie di stadi duplicatori, è possibile ottenere tutte le bande successive, (da 7 a 7,4 MHz, da 14 a 14,8 MHz ed infine da 28 a 29,6 MHz).

Se invece si segue la tecnica della conversione di frequenza, si può operare, ad esempio, nel modo seguente. L'oscillatore variabile può essere scelto in modo da coprire la gamma da 1.000 a 1.500 kHz. Mescolando questa frequenza con quella proveniente dall'oscillatore a cristallo, a frequenze fisse dei valori rispettivamente di 2,5 MHz, 6 MHz, 13 MHz e 27 MHz (quest'ultima ottenibile mediante un cristallo da 9 MHz, accordato sulla 3ª armonica), si ottiene la copertura delle seguenti bande:

— da 3,5 MHz a 4 MHz,

— da 7 MHz a 7,5 MHz,

— da 14 MHz a 14,5 MHz,

— da 28 MHz a 28,5 MHz.

Confrontando queste bande con quelle ottenute col metodo precedente, si può notare che il risultato è ben diverso. Mentre con quest'ultimo sistema l'ampiezza delle bande rimane costante nei quattro casi, e precisamente pari all'escursione di frequenze ottenibile mediante l'oscillatore a frequenza variabile, col sistema

Fig. 5 - Stadi per un « V.F.O. » a conversione.

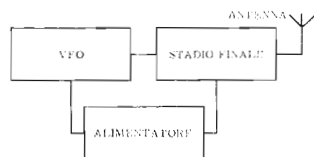



Fig. 6 - Classici settori di emittente per OM.

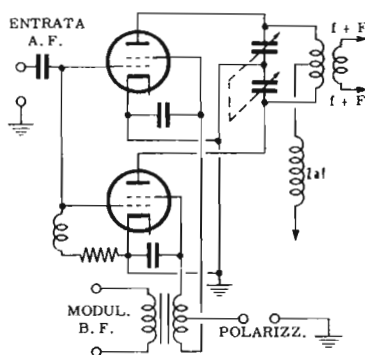



Fig. 7-A - Modulatore bilanciato, per la soppressione della portante.

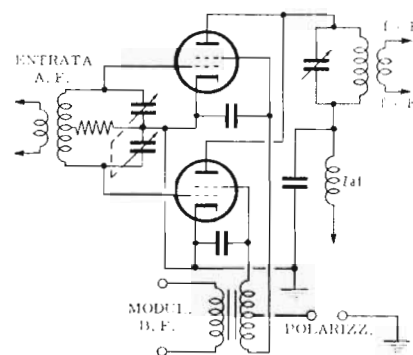



Fig. 7-B Equivalente del circuito precedente, con uscita in parallelo.

di moltiplicazione l'ampiezza è minima nella banda a frequenza più bassa, e viene di volta in volta raddoppiata.

Ciò che accade per le variazioni di frequenza necessarie alla copertura delle bande, accade anche per le variazioni di frequenza indesiderate (fenomeni di deriva e di spostamento). Ne segue che, impiegando stadi moltiplicatori, anche le variazioni di frequenza parassite risultano moltiplicate, assumendo pertanto un'importanza decisiva. Utilizzando invece i « VFO » a conversione, dette variazioni permangono costanti su tutte le gamme, pari cioè al valore (molto basso) che hanno all'uscita dell'oscillatore variabile.

Per chiarire questo concetto, prendiamo in considerazione un semplice esempio. Supponiamo che l'oscillatore a frequenza variabile sia accordato su 1.200 kHz, e che, in seguito al fenomeno di deriva, la frequenza si sposti di 1 kHz, raggiungendo i 1201 kHz. Se si usa il sistema della moltiplicazione, lo spostamento di frequenza sale a 3 kHz nella banda a frequenza più bassa, (3603 kHz invece di 3600) e successivamente a 6 kHz (7206 kHz invece di 7200), a 12 kHz (14412 invece di 14.400) e, nella banda a frequenza più elevata, a 24 kHz (28.824 invece di 28.800).

Se invece si usa la tecnica della conversione, lo spostamento di frequenza rimane, in tutte le bande, di 1 kHz, come ora dimostreremo. La prima banda viene ottenuta mescolando il segnale proveniente dall'oscillatore variabile con un segnale a frequenza fissa del valore di 2,5 MHz; si ottiene quindi un segnale a 3,701 MHz, che differisce dal valore esatto, di 3,700 MHz, per solo 1 kHz. Parimenti, nelle bande successive, la frequenza essendo data dalla somma del segnale a 1,201 MHz con le frequenze, esatte, di 6 MHz, 13 MHz, e 27 MHz, permane sempre spostata di solo 1 kHz rispetto al valore desiderato. Come si vede, col metodo della conversione, il fenomeno della deriva di frequenza risulta notevolmente diminuito.

Precisione di lettura delle scale — In considerazione di quanto detto circa l'estensione delle bande, ottenibile con la tecnica del VFO a conversione, risulta chiaro che una medesima scala graduata è sufficiente per tutte e quattro le bande, dato che queste hanno tutte la medesima ampiezza. Inoltre, la precisione di lettura rimane — sempre per la stessa ragione — egualmente buona in tutte le bande. Nel caso della moltiplicazione di frequenza, invece, la precisione è ottima nella prima banda, perchè questa è molto ristretta, ma scende progressivamente in quelle successive e non è possibile utilizzare una sola scala, poichè le quattro bande hanno tutte diversa ampiezza.

Funzionamento in « break - in » — Nelle comunicazioni in grafia, è necessario che, a tasto alzato, ossia mentre si è in ricezione, il proprio trasmettitore sia completamente disinserito, altrimenti si rischierebbe di udire il segnale indesiderato nel proprio ricevitore, con conseguente forte disturbo o con assoluta impossibilità di ascolto. Perchè non si manifesti detto disturbo, è necessario che sia inattivo non solo lo stadio finale del trasmettitore, ma anche tutti gli altri stadi precedenti, poichè anche il solo oscillatore iniziale col suo segnale sia pur debole, che irradia, può, data la breve distanza, disturbare il ricevitore.

Per quanto detto, sembrerebbe necessario interporre il controllo di manipolazione (tasto) nello stadio oscillatore, ciò tuttavia non è consigliabile perchè, come già sappiamo, apporta inconvenienti nella stabilità della frequenza. Col « VFO » a conversione è facile risolvere questo problema. Infatti, nessuno dei due oscillatori (nè quello a frequenza fissa, nè quello a frequenza variabile) ha frequenza pari a quella di trasmissione (e di ricezione), e quindi entrambi questi circuiti possono rimanere funzionanti anche durante la ricezione. Il circuito di manipolazione può pertanto essere inserito in un circuito successivo, ad esempio nel mescolatore, e ciò non apporta alcuna influenza sulla frequenza.

Altri stadi del trasmettitore

Attualmente, dato il numero sempre più elevato dei radianti nel mondo, i gruppi « VFO » vengono costruiti industrialmente, e sono reperibili in commercio già tarati e completi di stadi successivi (separatore ed amplificatore) in modo che, per costruire un trasmettitore completo, è sufficiente aggiungere, ad un « VFO », solo lo stadio finale di potenza, e lo stadio alimentatore (e nel caso di « fonia », il modulatore). Lo schema a blocchi di un trasmettitore dilettantistico, così come viene normalmente costruito dai radioamatori, è rappresentato alla **figura 6**.

Non ci occupiamo in modo particolare degli stadi

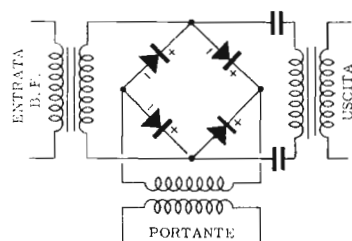



Fig. 8-A - Modulatore bilanciato del tipo a ponte, impiegante diodi a secco. In presenza di modulazione, (che provoca lo squilibrio), si ha il passaggio delle bande laterali.

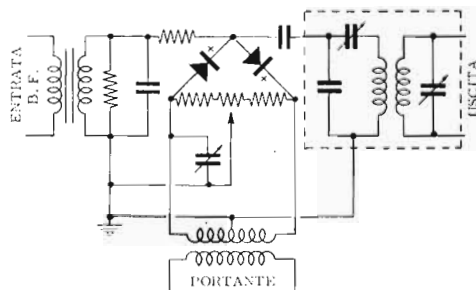



Fig. 8-B Altro schema di modulatore bilanciato, indicato per l'impiego con un filtro passabanda a cristallo. Il potenziometro consente il bilanciamento, come pure la capacità variabile ad esso vicina.

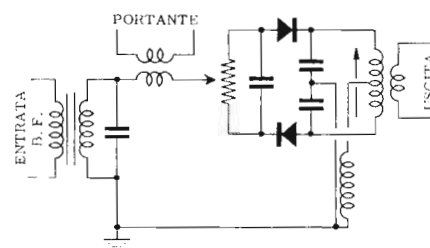



Fig. 8-C - Ancora uno schema di modulatore bilanciato. La bobina della portante deve indurre 2 o 3 volt di A.F. L'uscita va accordata sulla portante. Il potenziometro bilancia la portante stessa.

amplificatore finale ed alimentatore, perchè essi non presentano differenze rilevanti rispetto a quelli in uso nei normali trasmettitori, ed inoltre ne descriveremo qualche esempio pratico nella lezione successiva. Anche per ciò che riguarda la modulazione, non si rileva, nelle apparecchiature radiantistiche, nulla di differente dalla normale tecnica già esaminata, se si eccettua il fatto che — a norma di legge — la massima frequenza di modulazione (nel caso della modulazione di ampiezza) non può superare i 3,5 kHz. Ciò allo scopo di limitare a 7 kHz la massima ampiezza di banda occupabile.

Una particolarità degna di nota, nei trasmetttitori per dilettanti, è la presenza di numerosi circuiti di commutazione, necessari per passare dalla modulazione (fonia) alla manipolazione (grafia) e dalla posizione « trasmissione » alla posizione « ricezione ». Queste ultime commutazioni provvedono ad interdire il funzionamento del trasmettitore durante gli intervalli di ricezione, ed a commutare l'antenna dall'uscita del trasmettitore all'entrata del ricevitore, onde usufruire di una medesima antenna per i due compiti.

ACCOPPIAMENTO del TRASMETTITORE all'ANTENNA

La valvola finale del trasmettitore deve essere caricata con un'impedenza di valore opportuno se si desidera che, su questa, venga trasferita la massima percentuale di potenza a radiofrequenza fornita dalla valvola. Tale valore di impedenza è piuttosto elevato nei confronti dei normali valori presentati dalle linee di trasmissione, siano esse aperiodiche o sintonizzate. Ne consegue la obbligatorietà di usare un trasformatore di impedenza tra valvola e linea. Poichè tale trasformatore risulta sintonizzato sulla frequenza di lavoro del trasmettitore, esso funziona anche da filtro attenuatore di armoniche. Un circuito tipico per le emittenti dei radianti, che realizza la desiderata trasformazione di impedenza, è quello detto a « pi greco », così denominato perchè ricorda nella forma circuitale l'omonimo carattere greco. Si tratta, in definitiva, di un circuito ad accordo parallelo in cui il condensatore di sintonia risulta però scisso in due variabili separati, di diverso valore, il cui punto di connessione comune viene collegato alla massa, mentre gli estremi della bobina si collegano, uno alla valvola finale, attraverso un condensatore di blocco per la tensione di alimentazione della placca della valvola, e l'altro alla linea di trasmissione. Dei due condensatori, il primo, quello dal lato placca è il condensatore di accordo, mentre il secondo, dal lato linea, è il condensatore di accoppiamento. Un'applicazione di questo circuito sarà esaminata nella prossima lezione, nei riguardi di un trasmettitore per dilettanti.

TRASMISSIONI « S. S. B. »

L'innovazione più significativa verificatasi in questi ultimi anni, nella tecnica della trasmissione dilettantistica, riguarda l'adozione di trasmissioni del tipo «SSB», ossia con soppressione di una delle due bande laterali: a tale soppressione si accompagna, inoltre, quella della portante. Questo sistema è ottimo poichè consente di ottenere un aumento del rendimento delle trasmissioni in « fonia », ed una diminuzione dell'interferenza. La diminuzione del fenomeno dell'interferenza deriva dal fatto che, come già accennato, essendo una delle due bande laterali soppressa, l'ampiezza del canale di trasmissione risulta ridotta alla metà di quella necessaria con la modulazione di ampiezza normale. Il maggiore rendimento, o maggiore efficienza, è una diretta conseguenza della soppressione della portante, e determina una notevole economia di esercizio corrispondente ad una più grande potenza effettiva d'uscita.

Supponendo di usare la stessa valvola finale col sistema a modulazione di ampiezza normale e col sistema « SSB », si può ottenere, nel secondo caso, un guadagno pari a 9 dB, corrispondente ad un aumento di potenza di otto volte. Eliminando la portante, si ottiene anche una notevole diminuzione delle interferenze di eterodina, che hanno una parte rilevante tra i disturbi capaci di rendere incomprensibili le trasmissioni in « fonia ». Vediamo come viene eliminata la portante.

Soppressione della portante

La tecnica seguita correntemente per sopprimere la portante si basa su di uno speciale modulatore detto « bilanciato ».

Scopo del modulatore bilanciato è quello di far sì che la portante entrante in esso più non appaia alla sua uscita, mentre vi siano sempre e solo le bande laterali.

Esaminiamo questo circuito alla figura **7-A**. Si tratta

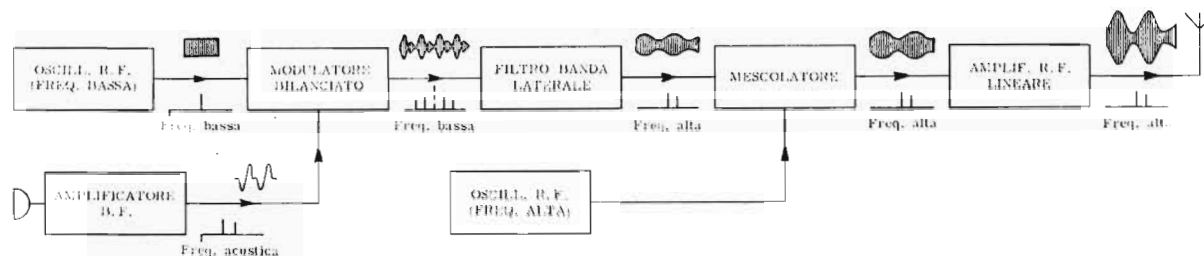



Fig. 9-A - Schema a blocchi illustrante un trasmettitore « SSB ». Ad un oscillatore a radiofrequenza, funzionante su frequenza piuttosto bassa, fa seguito il modulatore bilanciato che sopprime la portante. Successivamente, un filtro elimina una delle bande laterali, dopo di che si effettua una mescolazione con un altro oscillatore (a frequenza alta), secondo la tecnica del « V.F.O. » a conversione.

di uno stadio costituito da due valvole, la cui uscita è prelevata in controfase. Il medesimo risultato si può ottenere disponendo entrambe le entrate in controfase, e l'uscita in parallelo come indicato alla figura **7-B**.

La scelta dell'uno o dell'altro tipo dipende principalmente da considerazioni di carattere costruttivo, poichè, dal punto di vista dell'efficacia, entrambi i circuiti sono egualmente soddisfacenti. Gli schemi della figura 7 sono relativi ad una modulazione di griglia schermo; tuttavia, è impiegabile, con risultati egualmente buoni, anche la modulazione di placca o quella di griglia controllo.

In assenza di segnale audio modulante, non si ha alcuna uscita a radiofrequenza. Questo perchè le correnti che percorrono i due rami del circuito d'uscita sono eguali ed opposte, e quindi si equilibrano a vicenda, annullandosi. In presenza di segnale modulante, derivante da una uscita in controfase, questo equilibrio viene a cessare perchè le tensioni modulanti sono di opposta polarità: uno dei due rami conduce perciò una corrente maggiore dell'altro. Dato che quanto questo processo di modulazione provoca è, in certo qual modo, analogo a ciò che avviene in un ricevitore supereterodina nello stadio miscelatore, è facile capire che si avranno in uscita la somma e la differenza delle frequenze, vale a dire le **bande laterali**.

Poichè il circuito modulatore non è bilanciato anche rispetto a queste ultime, essendo accordato sulla frequenza della portante, le due bande laterali non vengono soppresse come la portante.

I modulatori bilanciati della figura 7, utili per comprendere il principio di funzionamento, sono poco usati in pratica. Attualmente si preferisce adottare i modulatori bilanciati con diodi rettificatori, di cui riportiamo tre esempi alla **figura 8**. Nel circuito **A** (modulatore a ponte) i diodi sono connessi in modo tale che, presentando essi eguale resistenza, nessuna radiofrequenza riesce a passare, e cioè a trasferirsi dall'ingresso dello stadio alla sua uscita, fino a che non si applica anche un segnale modulante. Quando si applica una audiofrequenza, il circuito a ponte ne risulta sbilanciato, e consente la presenza delle frequenze relative alle bande laterali.

Nei modulatori a diodi, la tensione a radiofrequenza deve essere, perchè la distorsione ottenuta sia minima, da sei a otto volte superiore, come valore di picco, a quella ad audiofrequenza. Normalmente, la tensione a radiofrequenza è dell'ordine di qualche volt, e quella modulante di una frazione di volt. Per un buon funzionamento di questi circuiti, è necessario che i diodi siano tali da bilanciare perfettamente il circuito, in assenza di modulazione, altrimenti la soppressione della portante è solamente parziale. Sopprimendo totalmente la portante, è necessario però dar luogo nuovamente ad essa nel ricevitore stesso.

Soppressione di una banda laterale

I trasmettitori per radianti non impiegano il sistema di modulatori a soppressione totale della portante, tuttavia le spiegazioni precedenti erano indispensabili per comprendere il principio di funzionamento dei trasmettitori « SSB ». Come abbiamo detto, in essi, oltre alla soppressione *parziale* della portante, si effettua la eliminazione di una delle bande laterali, senza che ciò pregiudichi l'integrità del segnale di modulazione.

Due esempi di schemi a blocchi di trasmettitori «SSB» sono riportati alla **figura 9**. Uno, (figura 9-**A**) per l'eliminazione di una banda laterale si basa sull'impiego di un filtro passa-banda avente caratteristiche sufficientemente selettive, da lasciar passare una delle due bande laterali, respingendo l'altra. Filtri con queste caratteristiche possono essere facilmente realizzati esclusivamente per frequenze piuttosto basse, dell'ordine massimo di 20 kHz (filtri normali) e di 5 kHz con l'ausilio di cristalli.

Partendo da un'oscillazione su radiofrequenze basse, per raggiungere frequenze più alte, il segnale, dopo essere stato modulato (con soppressione della portante) ed essere passato attraverso il filtro (per l'eliminazione di una banda laterale), viene mescolato con un segnale a frequenza fissa di valore adeguato, seguendo la tecnica che abbiamo vista nei « VFO » a conversione.

Dopo lo stadio mescolatore, si può notare un amplificatore, il quale deve essere lineare (classe A o classe B), allo scopo di non introdurre distorsione.

Quando la frequenza iniziale del « VFO » è dell'ordine di qualche MHz, è sufficiente una sola conversione. Quando invece è dell'ordine di 500 kHz, si preferisce adottare una doppia conversione, onde eliminare la possibilità di trasferimento all'antenna della

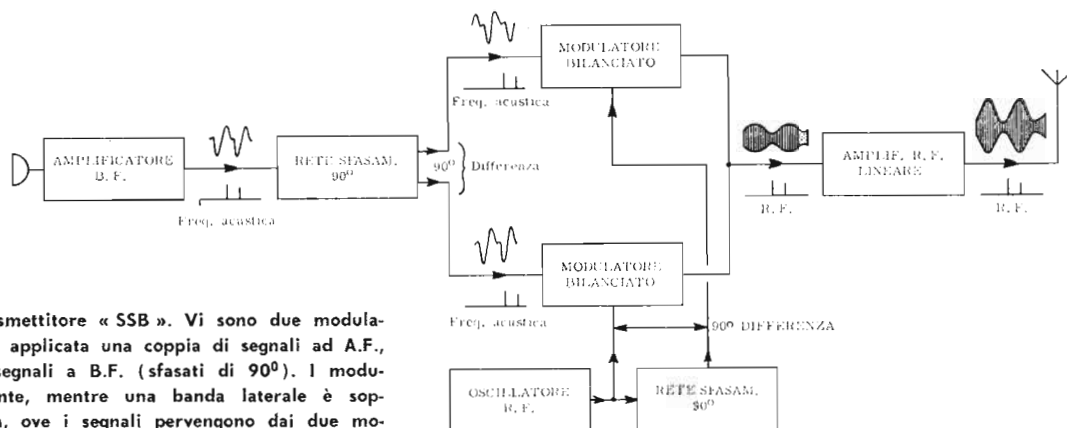



Fig. 9-B - Altro tipo di trasmettitore « SSB ». Vi sono due modulatori bilanciati: ad uno viene applicata una coppia di segnali ad A.F., ed all'altro una coppia di segnali a B.F. (sfasati di 90°). I modulatori sopprimono la portante, mentre una banda laterale è soppressa nel circuito di uscita, ove i segnali pervengono dai due modulatori bilanciati, in opposizione di fase.

frequenza d'immagine. Il problema della frequenza immagine ha, nel caso dei trasmettitori «SSB», un'importanza superiore a quanta ne abbia nel caso dei ricevitori; per questo è bene che la frequenza dell'oscillatore di battimento sia ben diversa da quella di trasmissione.

Un secondo sistema di modulazione per trasmissioni « SSB » è illustrato alla **figura 9-B**; esso è fondato sulla relazione di fase esistente tra la portante e le bande laterali di un segnale modulato.

Come si può notare nello schema a blocchi, sia il segnale a radiofrequenza che quello ad audiofrequenza vengono suddivisi in due componenti, eguali ma sfasate tra di loro di 90°. Sono necessari due modulatori bilanciati: ad uno di essi è applicata una coppia di segnali, mentre l'altra coppia è applicata al secondo modulatore.

La portante viene soppressa all'interno di ciascuno dei due modulatori, mentre una delle bande laterali si elimina nel circuito di uscita, poichè i segnali relativi, provenienti dai due modulatori, si trovano in opposizione di fase. Se l'uscita dai modulatori bilanciati è di potenza sufficiente, il segnale può essere anche inviato direttamente all'antenna; in caso contrario, è necessario interporre un amplificatore che deve essere anche questa volta di tipo lineare.

Se si effettua una taratura accurata, entrambi i metodi sono in grado di fornire ottime prestazioni. In favore della tecnica impiegante un filtro passa-banda, si può affermare che la messa a punto è più facile, senza che si renda necessario l'impiego di un oscillografo; è sufficiente, per l'allineamento dei circuiti, un voltmetro a valvola. Il sistema dello sfasamento presenta, per contro, il vantaggio dell'assenza di circuiti di conversione, poichè la modulazione può essere effettuata direttamente alla frequenza di trasmissione. E' invece più difficile la messa a punto, poichè occorre che gli sfasamenti siano, onde ottenere un buon risultato, di 90° esatti.

Come si è detto, nei trasmettitori del tipo «SSB» spesso il « VFO » oscilla ad una frequenza diversa da quella di trasmissione, e si rendono necessarie delle conversioni di frequenza. Dette conversioni avvengono allo stesso modo di quelle presenti nei ricevitori supereterodina. Si tratta, in sostanza, di produrre una seconda oscillazione e di mescolarla a quella proveniente dal « VFO ».

L'unico caso in cui la tecnica di conversione differisce da quella usata nei ricevitori, si verifica quando la frequenza dell'oscillatore di battimento è vicina a quella di trasmissione. In queste circostanze, i successivi circuiti accordati non sono più sufficienti per eliminare completamente il segnale di battimento, che potrebbe quindi venire trasferito al circuito d'antenna, dopo essere stato amplificato. Ciò è assolutamente da evitarsi, poichè si produrrebbero notevoli disturbi capaci di interferire con altre trasmissioni. Per eliminare completamente il segnale di battimento, si ricorre allora ai modulatori bilanciati, del tipo di quelli descritti a proposito dell'eliminazione della portante. Come — in quel caso — detti modulatori eliminano il segnale di ingresso (portante) lasciando passare le bande laterali, così — ora — eliminano il segnale proveniente dall'oscillatore di battimento (che si identifica col segnale di ingresso), lasciando passare il segnale somma, od il segnale differenza, che rappresenta, in un certo senso, le due bande laterali.

Per aumentare la potenza dei segnali « SSB », non si può ricorrere agli amplificatori in classe C, poichè questi introducono distorsione nel segnale di modulazione. Gli amplificatori adatti sono quelli di tipo lineare, ossia in classe A o, al massimo — come vedremo — in classe B.

Per ottenere la linearità, si tratta di regolare accuratamente le condizioni di funzionamento dello stadio, in modo che, anche nei picchi negativi del segnale di ingresso, la valvola non si trovi mai in condizioni di interdizione.

Come abbiamo detto, è possibile anche l'impiego di amplificatori in classe B. Ciò sembra in contrasto con quanto ci è noto dalle lezioni in cui si è trattato dell'amplificazione, ove si affermò che gli stadi in classe B non sono di tipo lineare, bensì apportano distorsione. Effettivamente, se si considerasse ogni singolo ciclo del segnale a radiofrequenza, si troverebbe che esso risulta, dopo essere passato attraverso uno stadio in classe B, notevolmente distorto. Tuttavia, non è la distorsione del segnale a radiofrequenza che si vuole evitare, bensì quella del segnale a Bassa Frequenza contenuto nella modulazione. Ora si è trovato che, anche lavorando in classe B, detto segnale non subisce distorsioni rilevanti.

COSTRUZIONE di TRASMETTITORI per DILETTANTI

Con le parti staccate attualmente disponibili in commercio, è possibile realizzare moltissimi circuiti atti ad effettuare radiotrasmissioni dilettantistiche. Tuttavia, è sempre necessario, prima di accingersi ad una costruzione del genere, valutare esattamente l'esperienza acquisita e, ove questa manchi del tutto, iniziare con un trasmettitore semplice e di facile messa a punto: sarà così possibile acquistare quella pratica, che metterà il dilettante in condizioni di costruire apparecchiature più complesse e — naturalmente — di maggiore soddisfazione. In questa lezione descriveremo due trasmettitori, dei quali il primo di tipo relativamente semplice, realizzabile completamente mediante parti separate; il secondo — invece — rappresenta già un trasmettitore di ottima qualità, in grado di soddisfare la maggior parte delle esigenze di un radioamatore. Data la sua notevole complessità, e l'impossibilità di ottenere risultati perfetti autocostruendolo completamente, per questo secondo trasmettitore abbiamo previsto l'impiego di un gruppo «VFO» (è questo lo stadio più critico) da acquistarsi già montato e, in parte, tarato: ciò assicurerà senz'altro migliori risultati.

SEMPLICE TRASMETTITORE a INDUTTANZE INTERCAMBIABILI

L'apparecchio che qui descriveremo può essere costruito con non eccessiva spesa, e, date le sue peculiari caratteristiche, consente di effettuare ottimi collegamenti anche con altre emittenti lontane migliaia di chilometri. Si tratta di un trasmettitore che, con due sole valvole funzionanti in Alta Frequenza, eroga una potenza di circa 25 watt, e può funzionare (mediante bobine intercambiabili), su tutte le gamme di frequenze riservate all'attività dilettantistica.

Osservando il circuito elettrico, riportato alla **figura 1**, si può notare che esso consta di una valvola oscillatrice 6AG7, e di una valvola di potenza 807. La prima funziona come oscillatrice a cristallo (circuito Pierce modificato).

L'accoppiamento tra questo stadio e lo stadio successivo avviene mediante un trasformatore per AF del tipo a banda passante, accordabile in modo da lasciar passare un'intera banda dilettantistica; si evita quindi la necessità di ripetere le operazioni di messa a punto allorchè si varia — all'interno di una banda — la frequenza di oscillazione. Oltre a ciò, la presenza di un accoppiamento induttivo permette di ridurre notevolmente le armoniche superiori nel campo delle «V.H.F.».

L'accoppiamento tra il primo stadio e lo stadio finale viene regolato in modo da consentire l'ampiezza voluta della banda passante, dopo di che viene fissato definitivamente. In pratica, è possibile ottenere una regolazione, in corrispondenza della quale l'eccitazione di griglia della valvola amplificatrice rimane pressochè costante per qualsiasi valore di frequenza compreso nella gamma scelta, mentre diminuisce bruscamente al di fuori di tale gamma. Evidentemente, è necessario un trasformatore per ogni banda e, se si vuole poter trasmettere su tutte le frequenze consentite, ognuno di questi deve avere la propria banda passante, corrispondente alla relativa banda dilettantistica.

Lo stadio di uscita funziona direttamente sulla frequenza del segnale proveniente dallo stadio precedente ad eccezione che per la gamma relativa ai 28 MHz (10 metri), nella quale esso funziona come duplicatore, essendo il circuito di uscita accordato su una frequenza doppia di quella del segnale di ingresso.

L'impedenza *Zaf* 3 e la resistenza *R*6 agiscono da soppressori di oscillazioni parassite. La resistenza di polarizzazione di griglia della valvola amplificatrice, *R*5, è disposta in serie al circuito oscillante di griglia: le caratteristiche del sistema di accoppiamento (circuito accordato a trasformatore) sono infatti tali da rendere possibile l'alimentazione di griglia in serie, evitando così quella in parallelo, che abbasserebbe il Q del circuito. *Zaf* 4 e C12, unitamente a *Zaf* 5 e C13, provvedono ad eliminare le frequenze armoniche, già attenuate dal primo circuito accordato.

La tensione di alimentazione anodica, che può essere ricavata da un comune alimentatore di tipo convenzionale, già noto al lettore, può variare da 300 a 450 volt. Da essa dipende la potenza di uscita a R.F. che è, con una tensione anodica di 400 V, di 25 W. Nell'alimentatore è opportuno predisporre un secondo trasformatore (separato) per l'accensione dei filamenti. Trattandosi di valvole ad accensione indiretta, si ha così la possibilità di escludere l'anodica — ove necessario — e di reinserirla, ottenendo il funzionamento immediato, senza cioè dover aspettare che i catodi raggiungano la temperatura di funzionamento. Ciò è particolarmente utile per interdire momentaneamente il funzionamento

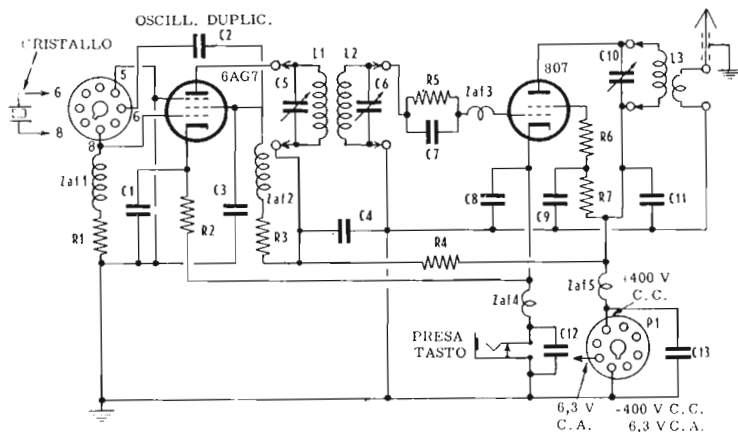



Fig. 1 - **Circuito elettrico del trasmettitore a bobine intercambiabili. Lo zoccolo « octal » presente in ingresso può, all'occorrenza, essere impiegato per il collegamento di un « V.F.O. »; diversamente, tra i piedini 6 e 8, è possibile inserire direttamente il cristallo corrispondente alla frequenza voluta. L1 ed L2 costituiscono un trasformatore a banda passante. C10 sintonizza L3 sulla frequenza del cristallo. Il secondo zoccolo « octal » (a destra), serve per collegare l'alimentatore.**

L'apparecchio è adatto per trasmissioni in grafia, tuttavia, volendolo, può essere adattato alla trasmissione in fonia completandolo con un amplificatore di Bassa Frequenza; in tal caso, il secondario del trasformatore di modulazione, deve essere collegato in serie all'alimentazione anodica della valvola 807, vale a dire nel tratto tra Zaf 5 e R7.

ELENCO dei VALORI

C1, C8, C9 = 0,01 μF ceramici
C2 = 5.000 pF, ceramico
C3 = 25 pF, mica
C4, C12, C13 = 1.000 pF, ceramici
C5, C6 = « trimmer » 30 picofarad
C7 = 100 pF, mica
C10 = Variabile ad aria, 300 pF
C11 = 1.000 pF, mica

R1 = 47 kohm, 0,5 watt
R2 = 330 ohm, 1 watt
R3 = 47 kohm, 1 watt
R4 = 10.000 ohm, 5 watt, a filo
R5 = 22 kohm, 1 watt
R6 = 47 ohm, 0,5 watt
L1, L2, L3 = vedi testo
Zaf 1, Zaf 2 = 2,5 millihenry
Zaf 3 = 1,8 microhenry
Zaf 4, Zaf 5 = 7 microhenry

del trasmettitore, durante le pause di ricezione.

Per evitare la necessità di una polarizzazione base fissa allo stadio finale, entrambi gli stadi subiscono l'effetto della manipolazione, ad opera del tasto inserito nel circuito di catodo delle due valvole. Come abbiamo visto a pagina 1014 (figura 11) è infatti necessario proteggere la valvola finale dalle sovracorrenti che si determinano per il salire del potenziale di griglia durante gli intervalli di non trasmissione, in conseguenza della mancanza del segnale che determina la tensione negativa, secondo il metodo della polarizzazione automatica.

Specifichiamo che questo trasmettitore, pur essendo stato progettato per il funzionamento in grafia, può, volendolo, essere completato — come vedremo in seguito — con un amplificatore di B.F. e relativo trasformatore di modulazione, per effettuare ottime trasmissioni anche in fonia. La potenza richiesta per una modulazione al 100% è, se si tiene conto che il rendimento dello stadio finale si aggira sul 70%, di circa 20 W.

REALIZZAZIONE

L'apparecchio può essere realizzato su di un telaio avente le dimensioni di cm 12 x 23 x 15, diviso in sezioni per separare — mediante uno schermo divisorio in metallo — lo stadio finale dallo stadio pilota. Ovviamente, a causa della notevole temperatura sviluppata dalla 807, il telaio deve poter consentire una certa circolazione dell'aria, a vantaggio della stabilità di frequenza: in tal modo si evita che la variazione di temperatura si ripercuota sulle caratteristiche fisiche dei componenti induttivi e capacitivi, e su quelle dello stesso cristallo.

Tutte le bobine sono intercambiabili, ossia realizzate su supporti inseribili in vecchi zoccoli di valvole fuori uso, così come abbiamo suggerito per il semplice ricevitore a reazione descritto alla lezione 131ª. Come si nota sullo schema, è previsto uno zoccolo « octal », fissato alla parte posteriore del telaio, al quale è possibile connettere direttamente il cristallo oscillante sulla frequenza voluta, ovvero l'uscita di un «V.F.O.», secondo quanto indicato alla **figura** 2. A coloro che vogliono costruire un trasmettitore con « V.F.O. », consigliamo tuttavia quello descritto nella seconda parte della lezione.

Il condensatore di sintonia, connesso in parallelo alla bobina di carico anodico della valvola finale, deve essere montato con l'albero di comando rivolto verso il pannello frontale, e nelle immediate vicinanze della bobina *L*3. Ovviamente, detto condensatore deve essere

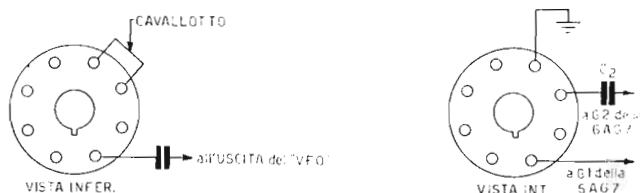



Fig. 2 - **Zoccolo « octal » di ingresso, visto dal di sotto (a sinistra) e dall'interno (a destra), predisposto per il collegamento di un « V.F.O. » al posto del cristallo. Il cavallotto pone in corto-circuito i piedini 5 e 6, ossia collega G3 con un polo di C2.**

completamente isolato da massa, alla qual cosa si può provvedere fissandolo a mezzo di distanziatori ceramici.

La presa d'antenna, che deve essere del tipo coassiale, come pure il cavo relativo che fa capo alla bobina di uscita, viene installata sulla parte posteriore del telaio. Per consentire che la lunghezza dei collegamenti sia minima, è consigliabile installare la valvola 6AG7 ed il relativo trasformatore di accoppiamento, verticalmente sulla parte posteriore del telaio, e la valvola 807 orizzontalmente, sotto il piano dello chassis, in modo che lo zoccolo sia verso il lato posteriore; sarà così più facile fissare la bobina di sintonia (di placca) ed il condensatore variabile, in prossimità del pannello frontale.

I componenti che hanno il compito di filtrare e disaccoppiare le linee di alimentazione in corrente continua (*Zaf* 4, *Zaf* 5, *C*12 e *C*13), devono essere montati il più possibile in prossimità dei punti in cui tali linee attraversano le pareti schermate del telaio.

Il filtro per la soppressione delle oscillazioni parassite (*Zaf* 3), deve essere connesso direttamente al piedino di griglia dello zoccolo della 807. Anche *R*6, che compie una funzione analoga, viene connessa diretta-

mente tra il contatto corrispondente alla griglia schermo, ed un punto di ancoraggio isolato. Tutti i collegamenti di alimentazione, sia dei filamenti che della tensione anodica, devono essere effettuati con cavo schermato, facendo in modo che la calza esterna sia in contatto con la massa ad entrambe le estremità di ogni singolo collegamento.

Per permettere il funzionamento sulle quattro bande dilettantistiche, sono necessari tre trasformatori intercambiabili, funzionanti sulle bande degli 80 m, dei 40 m e dei 20 metri. Per il funzionamento sui 10 m, la valvola 807 funziona, come si è detto, come duplicatrice di frequenza, e si usa quindi lo stesso trasformatore dei 20 metri. Si noti che, impiegando la valvola finale come duplicatrice, si ottiene una minore potenza d'uscita, e quindi la potenza erogata dal trasmettitore sui 10 m è inferiore a quella normale, che si ha nelle altre bande.

Per ciò che riguarda la banda passante dei trasformatori, occorre tener presente quanto segue: le ampiezze delle bande passanti del primo e del secondo trasformatore di accoppiamento devono corrispondere alle bande dilettantistiche degli 80 m e dei 40 m, rispettivamente. Esse devono quindi essere estese l'una da 3,5 a 4 MHz e l'altra da 7 a 7,3 MHz. Il terzo trasformatore, invece, deve essere adatto non solo alla banda da 14 a 14,6 MHz, ma anche a quella da 28 a 29,7 MHz. La sua banda passante dovrà pertanto essere compresa tra 14 MHz e 14,85 MHz, in modo da consentire, tenendo conto della duplicazione, la copertura dell'intera banda dei 10 metri.

Sono necessari almeno due quarzi: uno per il funzionamento della banda dei 3,5 MHz (o, eventualmente, anche nella successiva, operando sulla seconda armonica) e l'altro per le bande successive, direttamente per i 7 MHz, ed in seconda armonica per i 14 ed i 28 MHz. Quando è previsto l'impiego di un V.F.O., lo stadio costituito dalla 6AG7 diviene amplificatore di tensione, ed è allora necessario che esso si comporti anche come duplicatore, onde evitare il pericolo che entri in oscillazione.

Per quanto riguarda la costruzione di tali trasformatori, non esistono grandi difficoltà. La tabella riportata ne elenca i dati caratteristici costruttivi, unitamente a quelli della bobina *L3*, mentre le caratteristiche pratiche sono illustrate alla **figura 3**. Per il trasformatore interstadio, i due « trimmer » connessi in parallelo rispettivamente ad *L1* ed *L2* devono essere installati internamente al supporto, in modo che siano accessibili dall'esterno per effettuare le operazioni di messa a punto. A tale scopo, essi possono essere fissati mediante collegamenti rigidi, facendo in modo che la vite di regolazione sia rivolta verso l'apertura superiore.

Le caratteristiche dalla bobina di accoppiamento d'aereo, alla quale fa capo l'antenna da un lato e la massa dall'altro, dipendono dalle caratteristiche della linea di trasmissione adottata, la quale è in relazione all'antenna disponibile. In linea di massima, il numero di spire è pari ad ¼ di quelle di L3, poste coassialmente a quest'ultima, con spire di maggior diametro. In tal modo il secondario potrà essere inserito su L3, e distanziato da questa per evitare il contatto diretto, mediante supporti di polistirolo.

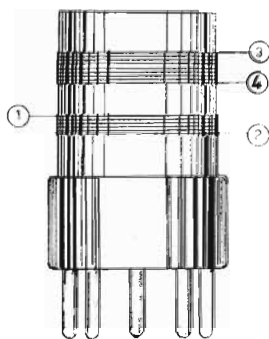



Fig. 3 - Aspetto del trasformatore di accoppiamento a banda passante montato su zoccolo intercambiabile. I collegamenti devono essere effettuati come segue: 1 = placca della 6AG7; 2 = + A. T.; 3 = griglia della 807 (attraverso R5 e C7); 4 = massa.

MESSA a PUNTO

La regolazione del grado di accoppiamento tra il primario ed il secondario del trasformatore può essere effettuata misurando la tensione di polarizzazione che si sviluppa sulla griglia della valvola finale, allorchè si varia la sintonia dell'oscillatore internamente alla gamma prescelta. A tale scopo, si colleghi un voltmetro ad alta resistenza interna tra la griglia della 807 e la massa, ponendo una induttanza da 2,5 mH in serie al terminale connesso alla griglia. Dopo aver staccato le tensioni di placca e di schermo della 807, si colleghi tra i piedini 6 e 8 dello zoccolo di ingresso un cristallo funzionante su una frequenza il più possibile prossima a quella centrale della gamma scelta, e si regolino *C5* e *C6* fino ad ottenere la massima tensione sulla griglia pilota della 807.

BOBINA	GAMMA			
	3,5 MHz	7,0 MHz	14,0 MHz	28,0 MHz
L1	40 spire Ø 0,25 affiancate	16 spire Ø 0,40 affiancate	9 spire Ø 0,80 affiancate	—
L2	35 spire Ø 0,25 affiancate a 6 mm da L1	15 spire Ø 0,40 affiancate a 14 mm da L1	9 spire Ø 0,80 affiancate a 12 mm da L1	—
L3	28 spire Ø 1,00 lungh. avvolgim. 40 mm, Ø supp. 30 mm	14 spire Ø 1,30 lungh. avvolgim. 30 mm, Ø supp. 30 mm	8 spire Ø 1,30 lungh. avvolgim. 40 mm, Ø supp. 30 mm	4 spire Ø 2,00 lungh. avvolgim. 50 mm, Ø supp. 22 mm

Tabella dei dati costruttivi delle bobine L1, L2 ed L3. Oltre al numero di spire ed al diametro del conduttore, vengono date la spaziatura tra le spire e la distanza tra L1 ed L2.

La regolazione delle due capacità non è indipendente, e, prima di ottenere la massima tensione possibile, può verificarsi l'opportunità di ritoccarla diverse volte, una dopo l'altra, a causa della reciproca impedenza riflessa tra primario e secondario.

A questo punto senza più variare la regolazione dei compensatori, si sostituisce il cristallo con altri funzionanti nella medesima gamma. Se si constata una notevole diminuzione della tensione presente sulla griglia della 807, inserendo cristalli la cui frequenza di funzionamento sia prossima ad una estremità della gamma scelta, ciò significa che le due induttanze (*L1* ed *L2*) devono essere leggermente avvicinate sul supporto; se invece si ottengono tensioni più alte alle estremità della gamma, e minori al centro, la distanza tra il primario ed il secondario deve essere aumentata: ciò risulterà ancora più chiaro osservando la **figura 4**.

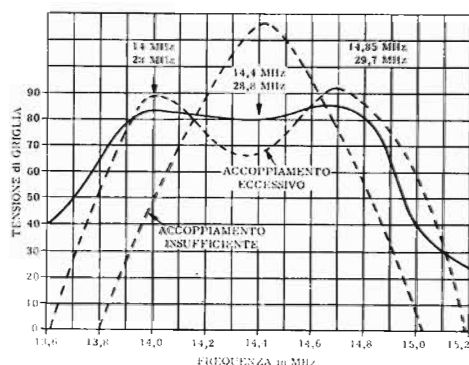



Fig. 4 - Caratteristiche del trasformatore a banda passante formato da L1 e da L2. Le due curve in tratto discontinuo illustrano il comportamento in caso di accoppiamento irregolare; la curva in tratto continuo illustra invece il funzionamento allorchè l'accoppiamento tra L1 ed L2 è appropriato, (curva lineare entro la banda).

Infine, se esiste una asimmetria nei confronti delle due estremità della gamma, ossia se la tensione di uscita è maggiore con cristalli funzionanti su una delle estremità, e minore con cristalli funzionanti sull'altra estremità, sarà opportuno ristabilire l'equilibrio ritoccando leggermente i due compensatori $C5$ e $C6$.

Una volta trovata la posizione esatta del primario e del secondario dei trasformatori di accoppiamento, ossia dopo aver trovato quella distanza tra i due avvolgimenti che consente la migliore linearità della curva di responso su tutta la gamma, i due avvolgimenti devono essere fissati nella giusta posizione al supporto, mediante apposito collante (polistirolo liquido).

MESSA a PUNTO dello STADIO FINALE

Per prima cosa, è opportuno ricollegare la tensione della griglia schermo della 807, ed inserire un milliamperometro avente una portata di almeno 200 milliampère nella presa destinata al collegamento del tasto. In tal modo, detto strumento viene a trovarsi in serie ai catodi di entrambe le valvole.

La corrente della valvola 6AG7 ammonta — normalmente — a circa 10 milliampère: tale valore deve quindi essere sottratto dalla lettura. Ciò fatto, si inseriscano: la bobina scelta nel circuito di placca della 807, il trasformatore interstadio corrispondente, ed un cristallo funzionante nella medesima gamma nella presa relativa. Per evitare danni allo stadio finale, prima di accendere l'apparecchio, si colleghi una lampada a filamento da 25 watt alla presa di uscita per l'antenna. In tal modo si applica un carico utile fittizio, che assorbe la potenza erogata.

Dopo avere inserito la tensione anodica, si regoli il condensatore variabile $C10$ fino ad ottenere la risonanza, denunciata dalla massima luminosità da parte della lampadina e dalla minima indicazione del milliamperometro. La corrente anodica, fuori risonanza, è infatti piuttosto elevata, ossia dell'ordine di 200 mA, mentre scende a circa 100 mA, o ancora meno, in condizioni di risonanza.

Se il funzionamento è scadente, ossia se la manipolazione è incerta (in altre parole, se si ha l'impressione che, a tasto abbassato, le oscillazioni abbiano inizio con un certo ritardo), è necessario aumentare la capacità del condensatore di reazione, $C3$, fino ad ottenere il risultato migliore, Il secondario di $L3$ (bobina di uscita) può essere regolato inserendo una termocoppia in serie alla antenna. Il punto di collegamento del cavo coassiale o, comunque, della linea di trasmissione, verrà spostato sulle spire fino ad ottenere la massima indicazione da parte della termocoppia. Questa operazione va eseguita a tasto abbassato (ossia in presenza della portante).

TRASMETTITORE DILETTANTISTICO PERFEZIONATO

Il trasmettitore che ora descriviamo pur avendo una potenza di uscita non molto elevata (da 40 a 42 watt di uscita a RF, secondo le gamme) permette comunicazioni sicure e stabili anche nelle più diverse condizioni di lavoro. Tra le caratteristiche generali più degne di nota di questo trasmettitore, elenchiamo le seguenti:

1) grande semplicità e rapidità nel cambiamento di gamma e di frequenza (due commutatori per la gamma e un condensatore variabile per la frequenza);

2) oscillatore a frequenza variabile del tipo « Clapp », dotato di grande stabilità di frequenza, e circuiti successivi del « V.F.O. » (separatori o duplicatori) del tipo ad accordo fisso di banda;

3) regolazione della frequenza di accordo del circuito di uscita (carico della valvola finale);

4) accoppiamento del trasmettitore con la linea di trasmissione a « π », che consente ampie possibilità di adattamento di impedenza;

5) possibilità di impiego in « fonia » mediante un amplificatore di potenza (modulatore) capace di fornire circa 30 - 35 watt di potenza. E' particolarmente consigliata la modulazione di placca e griglia schermo;

6) rapido passaggio dalla posizione « fonia » alla posizione « grafia », mediante un semplice commutatore a due posizioni;

7) possibiltà di lettura permanente delle correnti di placca e di griglia controllo della valvola finale, a mezzo di due appositi strumenti indicatori, sempre inseriti.

Come le caratteristiche ora esposte fanno chiaramente capire, si tratta di un trasmettitore che, pur avendo una potenza di non molto superiore a quello precedentemente descritto (si impiega, infatti, la medesima valvola finale 807), è per il resto molto più complesso, e dotato di prerogative tali da renderlo tra i migliori nel campo dilettantistico. Nella descrizione che daremo, indicheremo solo alcuni suggerimenti costruttivi; la realizzazione è pertanto consigliabile solo a chi è già esperto nella costruzione di trasmettitori più semplici.

Caratteristiche tecniche

— *Gamme di frequenza coperte*:
banda dei 10 m, da 28 a 29,7 MHz,
banda degli 11 m, da 26,95 a 28 MHz,
banda dei 15 m, da 21 a 21,9 MHz,
banda dei 20 m, da 14 a 14,6 MHz,
banda dei 40 m, da 7 a 7,3 MHz,

banda degli 80 m. da 3,5 a 4 MHz.

— *Precisione ottenibile nella taratura della frequenza*:
± 10 kHz nelle bande degli 80 m. 40 m. e 20 m,
± 20 kHz nella banda dei 15 m,
± 50 kHz nelle bande dei 10 e degli 11 m.

— *Stabilità di frequenza nel tempo*:
± 1 per 1.000.

— *Potenza*:
60 watt di entrata allo stadio finale (assorbiti dall'alimentatore).
da 40 a 45 watt di uscita a RF. secondo la frequenza.

— *Manipolazione e modulazione*:
trasmissioni in « grafia », con manipolazione nel circuito di catodo dello stadio pilota, possibiltà di trasmissioni in « fonia » aggiungendo un modulatore esterno, per la modulazione di placca e di schermo.

— *Uscita*:
circuito con adattatore a « π », adatto sia per antenne con discesa unifilare, che per cavo coassiale, impedenza caratteristica variabile da 40 a 1.000 ohm.

— *Valvole impiegate*:
6CL6 oscillatrice, separatrice, moltiplicatrice,
5763 moltiplicatrice ed amplificatrice-pilota,
807 finale di potenza,
OA2 stabilizzatrice di tensione,
4 raddrizzatori al selenio per l'alimentazione.

DESCRIZIONE del CIRCUITO

Come si può notare nello schema a blocchi di **figura 5**, il trasmettitore è composto fondamentalmente da 4 stadi separati, e precisamente dal « V.F.O. », dallo stadio finale, dall'adattatore di uscita e dall'alimentatore. Si tenga tuttavia presente che il « V.F.O. » è in realtà costituito da più di uno stadio.

« V.F.O. ». — Questo gruppo, da aquistarsi già costruito, è il vero e proprio « cervello » del trasmettitore, poichè permette di fornire allo stadio finale il segnale di pilotaggio, della frequenza desiderata e della potenza necessaria. Esso comprende più stadi, e precisamente: un oscillatore, un separatore-duplicatore ed un amplificatore-duplicatore. I primi due stadi sono ottenuti con un'unica valvola 6CL6, ed il terzo con una 5763.

L'oscillatore è un circuito di tipo « Clapp » stabilizzato, e fornisce tre bande di frequenze fondamentali, dalle quali si ricavano direttamente, o mediante moltiplicazione, tutte le frequenze di uscita. Ecco le frequenze che si ottengono dall'oscillatore:

— da 3.5 a 4 MHz, per la gamma degli 80 m (senza moltiplicazione),

— da 3,5 a 3,65 MHz, per le gamme dei 40 m, 20 m e 15 m,

— da 6,74 e 7.425 MHz, per le gamme dei 10 m e degli 11 m.

L'accordo del circuito oscillante è ottenuto mediante un condensatore variabile a variazione lineare, costituito da tre sezioni coassiali, delle quali una è utilizzata per la gamma degli 80 m, una per quelle dei 40 m, 20 m e 10 m, e l'ultima per le gamme dei 10 m e 11 m. Le tre sezioni sono chiaramente visibili nello schema

Fig. 5 - Schema a blocchi del trasmettitore perfezionato. Come si nota, esso consta di tre sezioni separate: le prime due (« V.F.O. » e stadio finale), sono alimentate dalla medesima sorgente. La terza consta semplicemente di una bobina e di un commutatore.

generale di **figura 6**, in serie alle bobine per le tre bande di oscillazione, ed in parallelo ad un condensatore fisso e ad un « trimmer », che hanno lo scopo di assicurare la espansione di gamma richiesta.

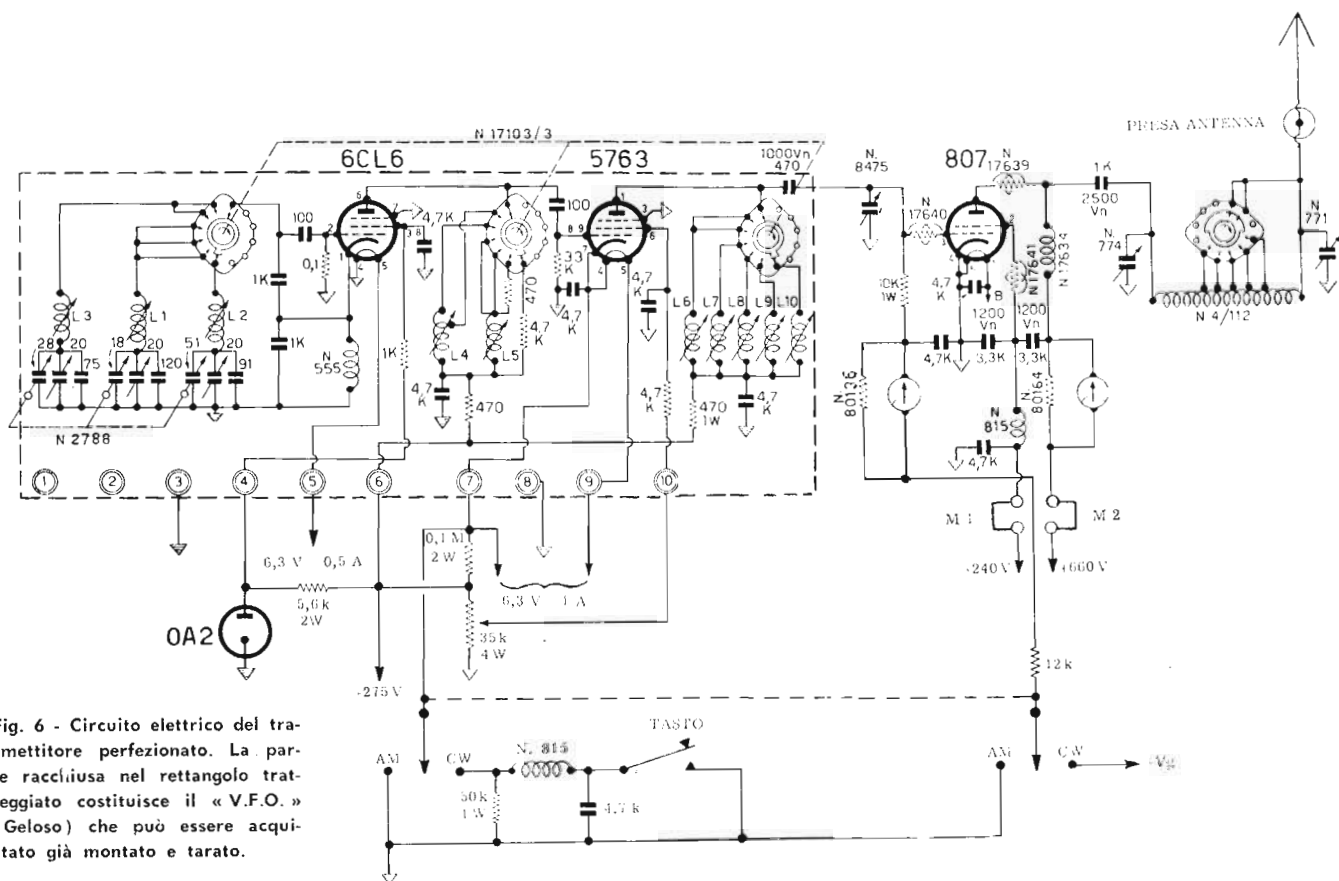
Il segnale generato dalla sezione oscillatrice della 6CL6 (catodo e prima griglia) viene accoppiato elettronicamente con la sezione amplificatrice e duplicatrice della stessa valvola (griglie successive e placca), che funziona come amplificatrice aperiodica nella gamma degli 80 m. e come duplicatrice nelle altre gamme. Si noti, infatti, che il circuito di carico è completamente resistivo nella gamma degli 80 m (quella che corrisponde alla posizione del commutatore indicata dallo schema), mentre in tutte le altre gamme sono presenti carichi induttivi accordati (ad accordo fisso).

Lo stadio successivo, costituito dalla valvola 5763, opera come amplificatore - pilota, ed ha lo scopo di assicurare la necessaria potenza di pilotaggio al circuito di griglia dello stadio finale, e come moltiplicatore, nelle gamme in cui ciò sia necessario. Nelle gamme dei 40 e degli 80 m non si ha moltiplicazione, poichè la frequenza è già appropriata. Nelle gamme dei 10 m, 11 m e 20 m lo stadio funge da duplicatore, e nella gamma dei 15 m da triplicatore. I circuiti di placca della 5673 (questa volta si può notare la presenza di 5 bobine, poichè tutte le gamme sono già completamente separate, se si eccettuano quelle dei 10 e 11 m) sono del tipo a frequenza di accordo variabile. L'accordo è ottenibile mediante un condensatore variabile N. 8475 (Geloso).

La potenza del segnale fornito dal « V.F.O. » allo stadio finale è regolabile mediante il potenziometro da 35 kohm, 4 W, che permette di variare da zero ad un massimo la tensione di griglia schermo della valvola 5763. Si noti che questo potenziometro non è disposto, come accade nei consueti regolatori di volume, come divisore di tensione in un circuito percorso da segnale. Esso, rendendo variabile la tensione di griglia schermo, determina una regolazione di potenza, più che una regolazione di ampiezza del segnale.

La manipolazione telegrafica si effettua sul catodo della valvola pilota. Il tasto manipolatore è collegato in parallelo ad una resistenza che, polarizzando il catodo con una tensione positiva, interdice il funzionamento della valvola 5763 quando il tasto è alzato. A tasto abbassato, invece, il funzionamento è ristabilito poichè la resistenza di cui si è detto rimane cortocircuitata verso massa. Quest'ultima circostanza si verifica anche durante il funzionamento in « fonia ».

Stadio finale a radiofrequenza. — Questo stadio è costituito da un tetrodo a fascio del tipo 807, capace di fornire una potenza di circa 40 W a radiofrequenza, as-

Fig. 6 - Circuito elettrico del trasmettitore perfezionato. La parte racchiusa nel rettangolo tratteggiato costituisce il « V.F.O. » (Geloso) che può essere acquistato già montato e tarato.

sorbendo 60 W dall'alimentatore. Allo scopo di conseguire il massimo rendimento, lo stadio lavora in classe C su tutte le gamme, con una tensione anodica di circa 660 V ed una tensione di schermo di circa 240 V.

E' bene che la valvola finale sia accuratamente schermata, onde evitare la possibiltà di accoppiamenti parassiti. Nel circuito sono altresì previsti particolari componenti (resistenze, condensatori ecc.) necessari per evitare auto - oscillazioni parassite.

Per facilitare sia le operazioni di taratura e messa a punto che quelle di sintonizzazione, sono stati inseriti due strumenti indicatori di corrente, uno nel circuito di placca (in serie all'anodica) ed uno nel circuito di griglia controllo (in serie alla tensione di polarizzazione). Il tipo dei milliamperometri da usarsi non ha, entro certi limiti, molta importanza, poichè si possono introdurre delle resistenze shunt di valore adatto, in parallelo. Non abbiamo indicato, nello schema di figura 6, il valore di dette resistenze, poichè esso dipende dal tipo di strumento di cui si dispone. Per il calcolo, facilmente effettuabile secondo le norme da noi esposte a pagina 156 e seguenti, si tenga presente che, nel circuito di placca, è bene ottenere un valore di fondo scala di circa 200 mA, e nel circuito di griglia di 10 mA.

Circuito adattatore di uscita — Si tratta di un circuito a « π », accoppiato capacitivamente alla placca della valvola finale. E' costituito da un condensatore variabile per l'accordo di placca, comandabile dall'esterno, avente capacità massima di circa 186 pF. Questo variabile deve essere del tipo a forte spaziatura tra le lamine, onde ottenere un buon isolamento. In quel punto è infatti presente una tensione RF molto elevata.

Vi è poi una bobina di accordo a presa variabile, montata su un supporto ceramico, provvista di un commutatore necessario a selezionare le diverse gamme. La **figura 7** illustra la struttura meccanica del complesso costituito dalla bobina di accordo e dal commutatore. Per passare da una gamma all'altra occorre agire, oltre che sul commutatore del gruppo «V.F.O », anche su quello della bobina di accordo.

All'altro estremo della bobina è disposto un condensatore variabile della capacità massima di circa 1.500 pF. Mentre il condensatore variabile da 186 pF serve per accordare il circuito di carico della valvola finale sulla frequenza desiderata, quest'ultimo ha lo scopo di adattare l'impedenza di uscita a quella della linea di trasmissione o dell'antenna. Mediante questo circuito di uscita è possibile effettuare adattamenti di impedenza compresi tra 40 ohm e 1.000 ohm.

Alimentatore — L'alimentazione del trasmettitore è ottenuta mediante tre trasformatori distinti, uno dei quali impiegato per fornire le tensioni di accensione alle diverse valvole nonchè la polarizzazione fissa per la valvola finale durante il funzionamento in « grafia » (« CW »), il secondo per la tensione anodica delle valvole facenti parte del « V.F.O. », e l'ultimo per la tensione anodica e di griglia schermo della valvola finale.

Mentre il primo dei tre trasformatori citati è dotato di primario universale adattabile a tutte le tensioni di rete comprese tra i 110 ed i 280 V, come si può notare alla **figura 8-A**, gli altri sono provvisti di primario a 160 V. La tensione per la loro alimentazione è ricavata dalla presa corrispondente sul primario del trasformatore *T1*, che funziona quindi anche da autotrasformatore per l'alimentazione dei primari di *T2* e *T3*.

La figura 8-**B** illustra il trasformatore di modulazio-

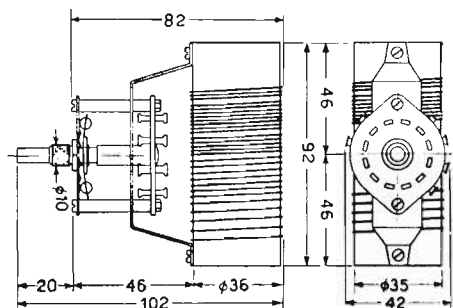



Fig. 7 - Aspetto e circuito elettrico del dispositivo di adattamento di antenna. Il commutatore deve essere azionato ogni qualvolta si cambia la gamma di frequenza. Sono previste perciò le 5 gamme.

ne, da collegarsi ai punti M1 e M2 indicati sullo schema di figura 6.

Oltre all'interruttore generale, *I1*, sono previsti due interruttori, *I2* ed *I3*, disposti rispettivamente nel circuito primario di *T2* e di *T3*. Questi interruttori hanno lo scopo di dare o togliere, a piacimento, la tensione anodica ai diversi stadi, pur mantenendo accesi i filamenti. Questa prerogativa è preziosa per rendere più rapido il passaggio dalla posizione di ricezione a quella di trasmissione nonchè nelle operazioni di taratura e sintonizzazione.

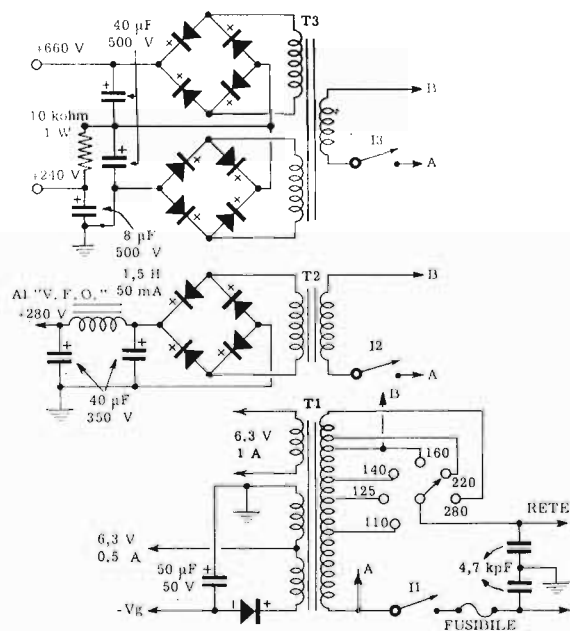



Fig. 8-A - Circuito elettrico dell'alimentatore completo. Consta di tre trasformatori separati: uno per fornire le tensioni di placca e schermo della valvola finale, uno per l'alimentazione del «V.F.O.», ed uno per fornire le tensioni di accensione ai filamenti. Il primario di T2 e di T3 prelevano la tensione dal primario di T1.

Per disporre delle tensioni continue necessarie sono impiegati esclusivamente raddrizzatori al selenio, che semplificano i circuiti e diminuiscono la dissipazione complessiva di potenza ed il riscaldamento del complesso. Un raddrizzatore singolo fornisce la tensione di polarizzazione per la finale, durante il funzionamento in «grafia». Il livellamento di questa tensione è ottenuto mediante un solo elettrolitico da 50 μF.

La tensione anodica per le valvole del «V.F.O.» viene ottenuta mediante un raddrizzatore a ponte ed un sucessivo circuito di livellamento completo, costituito da due condensatori da 40 μF e da un'impedenza di filtro. Per di più, la tensione per la griglia schermo della valvola oscillatrice viene stabilizzata elettronicamente a mezzo di una OA2.

L'alta tensione per la placca della finale si ha a mezzo del trasformatore *T3*, provvisto di due secondari, che forniscono ciascuno la metà della tensione complessivamente occorrente. Ognuno dei secondari è collegato ad un proprio raddrizzatore a ponte, e le tensioni pulsanti presenti all'uscita dei raddrizzatori vengono disposte in serie, in modo che si sommino. Questo tipo di circuito viene usato perchè non sono facilmente reperibili in commercio raddrizzatori capaci di fornire tensioni così elevate come quella richiesta per la placca della 807. Il livellamento della tensione è ottenuto mediante due elettrolitici da 40 μF, disposti in serie all'uscita dei due raddrizzatori. L'alimentazione per la griglia schermo della 807 è prelevata ai capi di uno dei raddrizzatori del circuito per

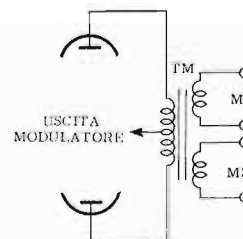



Fig. 8-B - Circuito di uscita dell'eventuale amplificatore di modulazione (per trasmissioni in fonia), con trasformatore di modulazione. I due secondari devono essere connessi in serie rispettivamente alle tensioni di schermo e di placca della finale (807), nei punti indicati sullo schema di figura 6, (prese M1 e M2). Il trasformatore indicato è il Geloso 14.220.

la tensione di placca. Il livellamento è assicurato da uno dei già citati elettrolitici da 40 μF e da una resistenza da 10 kohm, seguita da un condensatore da 8 μF. In caso di trasmissione in « fonia », si fa sì che l'alimentazione di placca e l'alimentazione di griglia schermo percorrano ciascuna un secondario apposito del trasformatore di modulazione di placca e schermo.

La progettazione del telaio e la disposizione pratica dei componenti viene lasciata al lettore, con le solite avvertenze circa la vicinanza dei componenti relativi ad uno stesso stadio, onde evitare lunghi collegamenti, specie a radiofrequenza. La **figura 9** suggerisce una possibile soluzione di massima, alla quale ognuno potrà apportare le modifiche che più si adattano alle sue idee di estetica costruttiva.

Il montaggio dovrà essere iniziato fissando al telaio le parti più piccole e leggere, ossia gli zoccoli per le valvole, le morsettiere, le prese; poi si disporranno

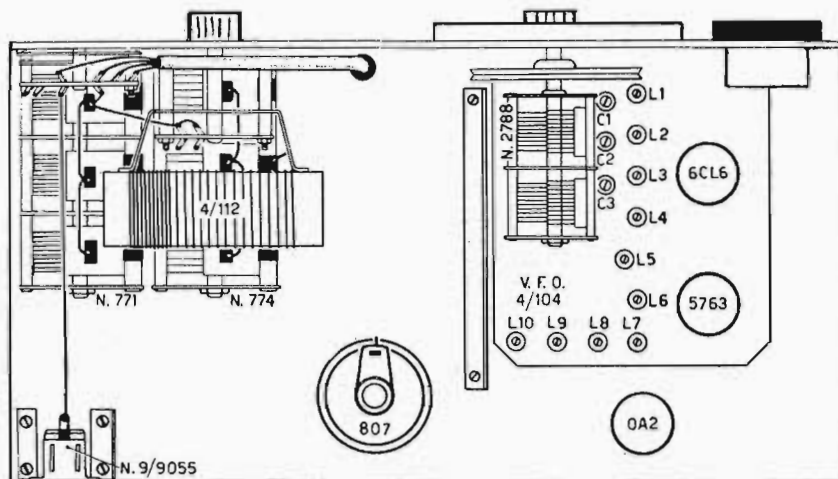



Fig. 9 - Esempio di sistemazione dei componenti su di uno chassis. I due strumenti (milliamperometri) di placca e di griglia, possono essere montati un sull'altro, sul lato sinistro (visto frontalmente) del pannello, come indicato (essendo l'apparecchio visto dall'alto in figura, se ne vede uno solo). In ogni caso, date le elevate frequenze di funzionamento, i collegamenti devono essere il più possibile corti. L'alimentatore e l'eventuale modulatore devono essere montati preferibilmente su telai separati: il tutto potrà essere montato su di un unico tavolo, o, meglio ancora, su di un « rack » verticale.

i componenti da fissare al pannello frontale (commutatori, potenziometri, ecc.) e, per ultimi, i componenti più pesanti. E' da rilevare che risulta preferibile seguire il criterio costruttivo che porta al montaggio a parte dell'alimentatore, anzichè incorporare lo stesso sul medesimo chassis della sezione trasmittente vera e propria. A maggior ragione, procedimento analogo è consigliabile nei riguardi del modulatore. Si hanno così delle unità a sè stanti, più flessibili nell'impiego, e permettenti controlli, varianti e modifiche, con assai più grande facilità.

Il telaietto del «V.F.O.», essendo molto delicato, è bene venga fissato solo all'ultimo, e cioè quando siano stati eseguiti tutti gli altri collegamenti. All'asse del condensatore variabile del « V.F.O. », è collegato un indice che scorre, demoltiplicato, su di una scala graduata. Naturalmente, occorre che la scala sia stata costruita appositamente per essere abbinata al tipo di « V.F.O. » che si usa, altrimenti le frequenze potrebbero non corrispondere.

COLLAUDO e MESSA a PUNTO

Dopo essersi assicurati che il montaggio sia stato eseguito in modo corretto, è bene procedere ad un controllo della taratura dei diversi circuiti, tra cui principalmente quelli facenti parte del « V.F.O. ». Le operazioni di taratura non sempre sono necessarie poichè il gruppo adottato è pretarato.

Per la descrizione della procedura da eseguirsi in caso di necessità di ritocchi, rimandiamo alle istruzioni presenti nei bollettini tecnici del costruttore.

Nella tabella riportata, sono indicate le tensioni che si leggono sugli elettrodi di tutte le valvole, se il funzionamento dell'apparecchio è normale. Prima di mettere in funzione un trasmettitore, è tuttavia necessario seguire questa particolare procedura, avente lo scopo di evitare guasti nello stadio finale.

1) Accertare la esatta posizione del cambio - tensioni, e la presenza del fusibile. Dopo aver disposto gli interruttori *I*1, *I*2 ed *I*3 in modo da aprire i circuiti corrispondenti, innestare il cordone di alimentazione.

2) Disporre il commutatore in posizione «grafia»; accendere i filamenti, chiudendo *I*1; portare i commutatori di gamma nella posizione in cui si intende operare.

3) Portare a circa metà corsa il potenziometro per il controllo della potenza del segnale pilota.

Iniziare ora l'operazione di sintonizzazione:

4) Chiudere l'interruttore *I*2, e disporre il comando di frequenza del « V.F.O. », in corrispondenza della frequenza di trasmissione voluta: successivamente, regolare il variabile presente all'ingresso dello stadio finale fino ad ottenere la massima deviazione dello strumento disposto nel circuito di griglia. In questo modo, il circuito di carico della 5763 risulta accordato alla frequenza di oscillazione del « V.F.O. ».

6) Chiudere l'interruttore *I*3 e ruotare rapidamente il comando di sintonia dello stadio finale, fino ad ottenere un'indicazione di minimo nella corrente di placca, che risulterà certamente inferiore a 100 mA. Questa operazione va eseguita con la massima rapidità, perchè un funzionamento prolungato dello stadio fuori delle condizioni di accordo può determinare un rapido deterioramento della valvola.

VALVOLA	PIEDINI									
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	Clip
6CL6	NM	NM	148 V c.c.	—	6 V c.a.	280 V c.c.	—	148 V c.c.	—	—
5763	280 V c.c.	280 V c.c.	—	6 V c.a.	6 V c.a.	75 V c.c.	—	NM	NM	—
807	6,2 V c.a.	240 V c.c.	-85 V c.c.	—	—	—	—	—	—	660 V c.c.

Tabella delle tensioni rilevate ai piedini delle valvole, in condizioni normali, con uno strumento avente una sensibilità di almeno 20 kohm per volt. Come in altri casi, tali tensioni possono differire del 10% in più o in meno, a causa della tolleranza dello strumento di misura, e di eventuali inesattezze della tensione di rete.

7) ruotare il comando di pilotaggio fino a leggere, in griglia della finale, una corrente di circa 4 mA.

8) Spostare ora, a poco a poco, verso la posizione di minima capacità, il condensatore di accoppiamento con l'antenna, e ripetere ogni volta l'operazione di accordo del circuito di placca della 807. Procedere fino a che la corrente di placca in sintonia salga a 100 mA e, fuori sintonia, al 10% in più. Si tenga presente che una bassa corrente di placca in sintonia corrisponde ad uno scarso accoppiamento con l'antenna.

DOMANDE sulle LEZIONI 133ª e 134ª

N. 1 —
Quali sono le caratteristiche della tecnica di trasmissione dilettantistica denominata « SSB » ?

N. 2 —
Disponendo di un oscillatore funzionante su una lunghezza d'onda di 40 metri, è possibile impiegarlo per trasmettere sulla lunghezza d'onda di 20 metri ?

N. 3 —
Per quale motivo nelle stazioni dilettantistiche, lo oscillatore « V.F.O. » è più pratico nell'impiego degli oscillatori a cristallo ?

N. 4 —
Quali sono le cause più comuni di variazione di frequenza in un oscillatore ?

N. 5 —
In quale modo si può evitare, sia pure in parte, la deriva di frequenza per variazione della capacità interelettrodica ?

N. 6 —
In cosa consiste il principio del « V.F.O. » a conversione ?

N. 7 —
Quale è la differenza principale che sussiste tra il sistema a moltiplicazione di frequenza e quello a conversione, per produrre segnali a frequenza elevata ?

N. 8 —
Nelle trasmissioni, per quale motivo, in fase di ricezione, il trasmettitore deve essere completamente disattivato ?

N. 9 —
Nei trasmettitori a conversione, per quale motivo, durante la ricezione, è sufficiente disattivare soltanto lo stadio mescolatore ?

N. 10 —
Quale è la massima frequenza di modulazione consentita nelle comunicazioni dilettantistiche, e per quale motivo ?

N. 11 —
Nelle stazioni dilettantistiche, in quale modo si utilizza la sola antenna sia per trasmettere che per ricevere ?

N. 12 —
Nelle trasmissioni del tipo « SSB », in quale modo è possibile sopprimere la portante ed una delle bande laterali ?

N. 13 —
Nel primo trasmettitore descritto alla lezione 134ª, per quale motivo non occorre variare l'accordo del trasformatore di accoppiamento, allorchè si passa da una frequenza ad un'altra nella medesima banda ?

N. 14 —
Quale è il compito del condensatore C10 ?

N. 15 —
Nel secondo trasmettitore descritto, a cosa serve il milliamperometro presente in serie alla placca della 807 ?

RISPOSTE alle DOMANDE di p. 1049

N. 1 — E' indispensabile, allo scopo, disporre della apposita licenza governativa. Oltre a ciò, occorre seguire tutte le norme che riguardano tali trasmissioni e, in particolar modo, il regolamento relativo alle frequenze di trasmissione, ed agli argomenti sui quali è consentito comunicare.

N. 2 — Gli spazi tra un elemento e l'altro hanno durata pari a quella di un punto; quelli tra una lettera e l'altra di tre punti, e quelli tra una parola e l'altra di cinque punti.

N. 3 — La riuscita in particolari collegamenti, con il conseguimento dei diplomi e la vittoria nelle gare a tempo determinato (contest). Inoltre, gli OM istituiscono collegamenti in caso di urgente bisogno (calamità naturali, naufragi, ricerca di farmaci rari, ecc.). L'attività scientifica riguarda ricerche nel campo dell'elettronica e della propagazione delle radioonde.

N. 4 — La chiamata con la sigla CQ (ripetuta 3 volte) seguita da DE e dal nominativo della stazione (anch'esso ripetuto 3 volte); la risposta col nominativo della stazione cui si risponde (3 volte), seguito da DE e dal proprio (3 volte).

N. 5 — Alta sensibilità, selettività, stabilità, e allargamento di banda, mediante il quale si facilita notevolmente la sintonia.

N. 6 — Mediante la tecnica della doppia conversione di frequenza.

N. 7 — La 1ª MF ha il valore alto (circa 4 o 5 MHz) per eliminare l'interferenza di immagine e la 2ª ha il valore basso (circa 470 kHz), per la selettività rispetto ai canali adiacenti.

N. 8 — Mediante l'impiego di filtri a cristallo.

N. 9 — Filtri ad un cristallo, (curva con picco di reiezione), e filtri a due cristalli, (curva prossima a quella ideale).

N. 10 — Per la ricezione in modulazione di ampiezza normale si richiede un'ampiezza di circa 4 kHz, per la ricezione in grafia di 100 Hz, e per la ricezione a banda laterale singola, di 2 kHz circa.

N. 11 — Una maggiore stabilità di frequenza. Il cristallo, infatti, stabilizza il valore della Media Frequenza compensando le eventuali variazioni.

N. 12 — In due modi: ricorrendo o a commutatori di gamma, o a bobine intercambiabili (ad innesto).

N. 13 — Una maggiore facilità nella ricerca delle emittenti, in seguito alla espansione di una ristretta banda di frequenze su una intera rotazione del variabile.

N. 14 — Un oscillatore, la cui oscillazione viene mescolata alla frequenza intermedia e che, avendo una frequenza leggermente diversa, produce, per battimento, una frequenza udibile.

N. 15 — Mediante l'aggiunta di un primo convertitore esterno. Il ricevitore normale viene poi sintonizzato sulla frequenza di uscita di quest'ultimo, che è costante.

In questa lezione pubblichiamo un'altra parte del Regolamento Internazionale delle Telecomunicazioni: in essa vi sono elementi di interesse per chiunque si dedichi all'attività radiantistica, o comunque alla tecnica delle stazioni emittenti.

Si può rilevare anzitutto, come vengano classificate le trasmissioni in base alla loro natura: il sistema consente altresì, con sigle e numeri, di indicare anche la larghezza della banda occupata dalla modulazione. Viene riportata una definizione ufficiale delle frequenze nella loro suddivisione per gamma, nonchè la ripartizione del mondo, ai fini delle attribuzioni delle frequenze, in tre Regioni.

Segue una tabella di prefissi di nazionalità relativi alle stazioni dilettantistiche: può essere considerata un complemento della tabella 93 (pagina 1029) elencante i prefissi delle stazioni commerciali. Anche in questo caso, al prefisso deve far seguito il nominativo di trasmissione, nominativo che viene assegnato con il rilascio della licenza.

Si deve aggiungere a quanto in tabella: KL7 = Alaska e KH6 = Hawaii.

In una prossima lezione completeremo la pubblicazione del Regolamento internazionale, riportando gli articoli relativi alle interferenze, ai disturbi, al controllo internazionale delle emissioni e, in modo particolareggiato ciò che deve essere saputo al riguardo del nominativo.

Il lettore sa che cosa sia la cartolina di QSL. Terminato il collegamento, i corrispondenti si inviano tale cartolina: tutto il traffico postale che ne deriva viene svolto dalle Associazioni dei diversi Paesi o a mezzo di caselle postali o direttamente al loro indirizzo o presso un incaricato. La tabella 96 riporta appunto tutti gli indirizzi in questione: nel caso si voglia inviare direttamente (l'inoltro viene curato solitamente dall'Associazione nazionale), la cartolina per un QSO importante, una conferma urgente, ecc., si può usufruire senz'altro degli indirizzi aggiornati che la tabella elenca.

Di notevole importanza è il Codice Q (tabella 97) usato largamente per esprimere particolari frasi con sole tre lettere: Viene impiegato tanto in «telegrafia» che in «fonia» e sia in senso affermativo che interrogativo, facendolo seguire in quest'ultimo caso dal punto interrogativo. Non è difficile, dopo un certo esercizio, acquistare una buona pratica nell'uso di questo linguaggio convenzionale, col quale è possibile effettuare anche lunghe conversazioni basate esclusivamente sulle sigle elencate nella tabella.

Il Codice prende il nome della lettera Q che, come si vede, precede tutte le combinazioni di lettere. Esistono altri Codici (ad sempio, il Codice Z) che sono però di impiego molto meno frequente e comunque non usati nel campo degli amatori.

Infine, gli indirizzi delle Sezioni A.R.I. possono giovare a tutti coloro che vogliono porsi in contatto con altri radioamatori per avere da essi nozioni, informazioni, notizie, ecc., relative soprattutto all'attività radiantistica che accomuna molte persone e fa nascere durature amicizie.

REGOLAMENTO INTERNAZIONALE delle TELECOMUNICAZIONI (seguito)

SEZIONE II: LARGHEZZA DI BANDA

Per classificare completamente una emissione, il simbolo caratterizzante la classe di questa emissione, come è indicato nella seguente tabella, è preceduto da un numero indicante la larghezza di chilocicli per secondo della banda di frequenze occupate dalla emissione.

I numeri indicanti le larghezze di banda inferiori a 10 chilocicli per secondo comprendono al massimo due cifre significative dopo la virgola.

Le larghezze di banda necessarie per le differenti classi di emissione sono indicate nell'appendice 5. La tabella dà qualche esempio delle classificazioni delle emissioni.

Natura della emissione	Classificazione
Telegrafia a 25 parole al minuto, codice Morse internazionale, onda portante modulata solo dalla manipolazione	0,1A1
Telegrafia, frequenza di modulazione di 525 c/s, 25 parole al minuto, codice Morse internazionale, portante e frequenze di modulazione manipolate o solo frequenza di modulazione manipolata	1,15A2
Telefonia a modulazione d'ampiezza, frequenza di modulazione massima 3000 c/s, due bande laterali, onda portante completa	6A3
Telefonia a modulazione d'ampiezza, frequenza di modulazione massima 3000 c/s, banda laterale unica, portante ridotta	3A3a
Telefonia a modulazione d'ampiezza, frequenza di modulazione 3000 c/s, due bande laterali indipendenti, onda portante ridotta	6A3b
Televisione a banda laterale parziale (una banda laterale parzialmente soppressa) onda portante completa, compreso un canale audio a modulazione di frequenza	6000 A5,F3
Telefonia a modulazione di frequenza, frequenza di modulazione 3000 c/s, deviazione di 20.000 c/s	46F3
Telefonia a modulazione di frequenza, frequenza di modulazione 15.000 c/s deviazione d 75.000 c/s	180 F3
Impulsi di un microsecondo non modulati, assumendo un valore di 5 per K	10.000 P0

Suddivisione delle frequenze	Gamma di frequenze	Suddivisione metrica
VLF (Very low frequency)	Sotto i 30 Kc/s	onde miriametriche
LF (Low frequency)	30 a 300 Kc/s	onde kilometriche
MF (Medium frequency)	300 a 3.000 Kc/s	onde ettometriche
HF (High frequency)	3.000 a 30.000 Kc/s	onde decametriche
VHF (Very low frequency)	30 a 300 Mc/s	onde metriche
UHF (Ultra high frequency)	300 a 3.000 Mc/s	onde decimetriche
SHF (Super high frequency)	3.000 a 30.000 Mc/s	onde centimetriche
EHF (Extremely high frequency)	30.000 a 300.000 Mc/s	onde millimetriche

ARTICOLO 3

I paesi membri dell'Unione aderenti al presente regolamento, si impegnano di uniformarsi alle prescrizioni delle tabelle di ripartizione delle bande di frequenza, come alle altre prescrizioni del presente articolo, per l'assegnazione delle frequenze alle stazioni che, per la loro stessa natura, possono causare interferenze ai servizi effettuati da stazioni di altri Paesi.

Le frequenze così assegnate devono essere scelte in maniera tale da evitare di causare interferenze dannose ai servizi effettuati da stazioni utilizzanti delle frequenze assegnate conformemente alle prescrizioni del presente articolo, e che godono di una protezione internazionale contro le interferenze dannose nelle condizioni annunciate nell'art. 11.

Un paese membro dell'Unione non deve assegnare ad una stazione alcuna frequenza in deroga alla tabella di ripartizione delle bande di frequenze ed alle altre prescrizioni di questo regolamento, salvo nella espressa condizione che non sia causata interferenza dannosa a un servizio assicurato da stazioni lavoranti in conformità alle disposizioni della Convenzione e del presente Regolamento.

Le stazioni d'un servizio devono utilizzare delle frequenze sufficientemente separate dai limiti della banda attribuita a questo servizio per non causare dannose interferenze ai servizi ai quali sono attribuite le bande adiacenti. Quando una delle bande di frequenza è attribuita a dei servizi differenti entro delle regioni o delle sotto-regioni adiacenti, il funzionamento di questi servizi è basato sull'uguaglianza dei diritti. Conseguentemente, le stazioni di ciascun servizio, entro delle regioni o delle sotto-regioni, devono lavorare in maniera tale da non causare interferenze dannose ai servizi di altre regioni, e sotto-regioni.

ARTICOLO 5

Nella tabella della ripartizione delle frequenze che segue, i servizi a cui ciascuna banda è attribuita sono elencati in ordine alfabetico.

L'ordine dell'elenco non indica tuttavia alcuna priorità.

Le tre Regioni in cui il mondo è stato diviso per l'attribuzione delle frequenze sono:

Regione 1:

La Regione 1 include l'area limitata ad est della linea A (le linee A, B, C, sono definite più oltre nel testo) e ad ovest; dalla linea B, escludendo i territori dell'Iran situati entro questi limiti. Essa inoltre comprende la parte del territorio di Turchia e dell'Unione delle Repubbliche Sovietiche Socialiste situata al di fuori di questi limiti, il territorio della Repubblica popolare Mongola, e la zona a nord dell'URSS entro le linee A e C.

Regione 2:

La Regione 2 comprende la zona limitata ad est della linea B e ad ovest della linea C.

Regione 3:

La Regione 3, comprende la zona limitata a est dalla linea C e ad ovest dalla linea A, ad eccezione dei territori della Turchia, dell'URSS, della Repubblica popolare Mongola, e della zona dell'URSS. Essa comprende inoltre la parte del territorio dell'Iran situata al di fuori di questi limiti.

Le linee A, B e C sono definite come segue:

Linea A:

La linea A parte dal Polo Nord, segue il meridiano 40° est di Greenwich fino al parallelo 40° nord, segue poi l'arco del grande cerchio fino al punto di intersezione del meridiano 60° Est col Tropico del Cancro, infine segue il meridiano 20° Est, sino al Polo Sud.

Linea B:

La linea B parte dal Polo Nord, segue il meridiano 10° Ovest di Greenwich fino alla intersezione col parallelo 72° Nord, poi segue l'arco del grande cerchio fino al punto di intersezione del meridiano 50° Ovest e del parallelo 40° Nord ancora segue l'arco del grande cerchio fino al punto d'intersezione del meridiano 20° Ovest e del parallelo 10° Sud, infine il meridiano Ovest fino al Polo Sud.

Linea C:

La linea C parte dal Polo Nord, segue l'arco del meridiano fino al punto di intersezione del parallelo 65°30' Nord col limite internazionale dello stretto di Bering, segue poi l'arco del grande cerchio fino al punto di intersezione del meridiano 165° est di Greenwich col parallelo 50° Nord, ancora segue l'arco del grande cerchio fino al punto d'intersezione del meridiano 170° Ovest e del parallelo 10° Nord fino alla intersezione col meridiano 120° Ovest, infine segue il meridiano 120° Ovest fino al Polo Sud.

La zona « Europea » è definita a Ovest dal limite Ovest della regione 1, a est dal meridiano 40° Est di Greenwich e a Sud del parallelo 30° Nord, in maniera da includere la parte occidentale dell'URSS e i territori confinanti col Mediterraneo, ad eccezione delle parti dell'Arabia e dell'Arabia Saudita che si trovano compresi in questo settore.

TABELLA 95 — PREFISSI di NAZIONALITA' per STAZIONI DILETTANTISTICHE

Prefisso	Nazione
AC3	Sikkim
AC4	Tibet
AC5	Bhutan
AP2	Pakistan
BV	Formosa
BY	China
C9	Manchuria
CE	Chile
CE9AA-AM, KC4, LU-Z, VKØ VP8, ZL5, etc.	Antarctica
CE9	(See VP8)
CEØA	Easter Island
CEØZ	Juan Fernandez Archipelago
CM, CO	Cuba
CN2, CN8, CN9	Morocco
CP	Bolivia
CR4	Cape Verde Islands
CR5	Portuguese Guinea
CR5	Principe, Sao Thome
CR6	Angola
CR7	Mozambique
CR8	Goa (Portuguese India)
CR9	Macau
CR10	Portuguese Timor
CT1	Portugal
CT2	Azores
CT3	Madeira Islands
CX	Uruguay
DJ, DL, DM	Germany
DU	Philippine Islands
EA	Spain
EA6	Balearic Islands
EA8	Canary Islands
EA9	Ifni
EA9	Rio de Oro
EA9	Spanish Morocco
EAØ	Spanish Guinea
EI	Republic of Ireland
EL	Liberia
EP, EQ	Iran
ET2	Eritrea
ET3	Ethiopia
F	France
FA	Algeria
FB8	Amsterdam & St. Paul Islands
FB8	Comoro Islands
FB8	Kerguelen Islands
FB8	Malagasy Rep.
FB8	Tromelin Island
FC (unofficial)	Corsica
FD	Togo
FE8	Cameroons
FF	Dahomey Rep.
FF	Mali Rep.
FF	Niger Rep.
FF	Senegal Rep.
FF	Voltaic Rep.
FF4	Ivory Coast
FF7	Mauritania
FG7	Guadeloupe
FK8	New Caledonia
FL8	French Somaliland
FM7	Martinique
FO8	Clipperton Island
FO8	French Oceania
FP8	St. Pierre & Miquelon Islands
FQ	Central African Rep.
FQ	Chad Rep.
FQ	Congo Rep.
FQ	Gabon Rep.
FR7	Reunion Island
FS7	Saint Martin
FU8, YJ1	New Hebrides
FW8	Wallis & Futuna Islands
FY7	French Guiana & Inini
G	England
GC	Channel Islands
GD	Isle of Man
GI	Northern Ireland
GM	Scotland
GW	Wales
HA	Hungary
HB	Switzerland
HC	Ecuador
HC8	Galapagos Islands
HE	Liechtenstein
HH	Haiti
HI	Dominican Republic
HK	Colombia
HKØ	San Andres and Providencia
HM, HL	Korea
HP	Panama
HR	Honduras
HS	Thailand
HV	Vatican City
HZ	Saudi Arabia
I1, IT1	Italy
IS1	Sardinia
JA, KA	Japan
JT1	Mongolia
JY	Jordan
JZØ	Netherlands New Guinea
KA	(See JA)
KAØ, KG6I	Bonin & Volcano Islands
KB6	Baker, Howland & American Phoenix Islands
KC4	(See CE9, VP8)
KC4	Navassa Island
KC6	Eastern Caroline Islands
KC6	Western Caroline Islands
KG1	(See OX)
KG4	Guantanamo Bay
KG6	Marcus Is.
KG6	Mariana Islands
KG6I	(See KAØ)
KJ6	Johnston Island
KM6	Midway Islands
KP4	Puerto Rico
KP6	Palmyra Group, Jarvis Island
KR6	Ryukyu Islands
KS4	Serrana Bank & Roncador Cay
KS4	Swan Island
KS6	American Samoa
KV4	Virgin Islands
KW6	Wake Island
KX6	Marshall Islands
KZ5	Canal Zone
LA	Jan Mayen
LA	Norway
LA	Svalbard
LU	Argentina
LU-Z	(See CE9, VP8)
LX	Luxembourg
LZ	Bulgaria
M1	San Marino
MP4	Bahrein Island
MP4	Qatar
MP4	Trucial Oman
OA	Peru
OD5	Lebanon
OE	Austria
OH	Finland
OHØ	Aland Islands
OK	Czechoslovakia
ON4	Belgium
OX, KG1	Greenland
OY	Faeroes
OZ	Denmark
PAØ, PI1	Netherlands
PJ	Netherlands West Indies
PJ2M	Sint Maarten
PX	Andorra
PY	Brazil
PYØ	Fernando de Noronha
PYØ	Trindade & Martim Vaz Is.
PZ1	Netherlands Guiana
SL, SM	Sweden
SP	Poland
ST2	Sudan
SU	Egypt
SV	Crete
SV	Dodecanese
SV	Greece
TA	Turkey
TF	Iceland
TG	Guatemala
TI	Costa Rica
TI9	Cocos Island
UA1-6, UN1	European Russian Socialist Federated Soviet Republic
UA1	Franz Josef Land
UA2	Kaliningradsk
UA9, Ø	Asiatic Russian S.F.S.R.
UB5	Ukraine
UC2	White Russian S.S.R.
UD6	Azerbaijan
UF6	Georgia
UG6	Armenia
UH8	Turkoman
UI8	Uzbek
UJ8	Tadzhik
UL7	Kazakh
UM8	Kirghiz
UO5	Moldavia
UP2	Lithuania
UQ2	Latvia
UR2	Estonia
VK	Australia (including Tasmania)
VK	Lord Howe Island
VK	Willis Islands
VK9	Christmas Is.
VK9	Cocos Island
VK9	Nauru Island
VK9	Norfolk Island
VK9	Papua Territory
VK9	Territory of New Guinea
VKØ	(See CE9, VP8)
VKØ	Heard Island
VKØ	Macquarie Island
VP1	British Honduras
VP2	Anguilla
VP2	Antigua, Barbuda
VP2	British Virgin Islands
VP2	Dominica
VP2	Granada & Dependencies
VP2	Montserrat
VP2	St. Kitts, Nevis
VP2	St. Lucia
VP2	St. Vincent & Dependencies
VP3	British Guiana
VP4	Trinidad & Tobago
VP5	Cayman Is.
VP5	Jamaica
VP5	Turks & Caicos Islands
VP6	Barbados
VP7	Bahama Islands
VP8	(See CE9, VP8)
VP8	Falkland Islands
VP8, LU-Z	South Georgia Islands
VP8, LU-Z	South Orkney Islands
VP8, LU-Z	South Sandwich Islands
VP8, LU-Z, CE9AN-AZ	South Shetland Islands
VP9	Bermuda Islands
VQ1	Zanzibar
VQ2	Northern Rhodesia
VQ3	Tanganyika Territory
VQ4	Kenya
VQ5	Uganda
VQ8	Cargados Carajos
VQ8	Chagos Islands
VQ8	Mauritius
VQ8	Rodriguez Island
VQ9	Seychelles
VR1	British Phoenix Islands
VR1	Gilbert & Ellice Islands & Ocean Island
VR2	Fiji Islands
VR3	Fanning & Christmas Islands
VR4	Solomon Islands
VR5	Tonga Islands
VR6	Pitcairn Island
VS1	Singapore
VS4	Sarawak
VS5	Brunei
VS6	Hong Kong
VS9	Aden & Socotra
VS9	Maldive Islands
VS9	Sultanate of Oman
VU	Andaman and Nicobar Islands
VU	India
VU	Laccadive Islands
W(K)	U.S.A.
XE, XF	Mexico
XE4	Revilla Gigedo
XZ2	Burma
YA	Afghanistan
YI	Iraq
YJ	(See FU8)
YK	Syria
YN, YNØ	Nicaragua
YO	Roumania
YS	Salvador
YU	Yugoslavia
YV	Venezuela
YVØ	Aves Island
ZA	Albania
ZB1	Malta
ZB2	Gibraltar
ZC4	Cyprus
ZC5	British North Borneo
ZC6	Palestine
ZD1	Sierra Leone
ZD2	Nigeria
ZD3	Gambia
ZD6	Nyasaland
ZD7	St. Helena
ZD8	Ascension Island
ZD9	Tristan da Cunha & Gough Islands
ZE	Southern Rhodesia
ZK1	Cook Islands
ZK1	Manihiki Islands
ZK2	Niue
ZL	Auckland & Campbell Is.
ZL	Chatham Islands
ZL	Kermadec Islands
ZL	New Zealand
ZL5	(See CE9, VP8)
ZM6	British Samoa
ZM7	Tokelau (Union) Islands
ZP	Paraguay
ZS1, 2, 4, 5, 6	Union of South Africa
ZS2	Prince Edward & Marion Islands
ZS3	Southwest Africa
ZS7	Swaziland
ZS8	Basutoland
ZS9	Bechuanaland
3A	Monaco
3V8	Tunisia
4S7	Ceylon
4W1	Yemen
4X4	Israel
5A	Libya
6O2	Somali Rep.
7G1	Republic of Guinea
9G1	Ghana
9K2	Kuwait
9M2	Malaya
9Q5	Rep. of the Congo
9N1	Nepal
9U5	Ruanda-Urundi

Algeria: G. Deville, FA9RW, Box 21, Maison-Carree, Alger
Angola: L.A.R.A., P.O. Box 484, Luanda
Argentina: R.C.A. Carlos Calvo 1424, Buenos Aires
Australia: W.I.A., Box 2611 W, G.P.O., Melbourne
Austria: Oe. V.S.V. Vienna I/9, Box 999
Azores: Via Portugal
Bahamas: Via ARLL
Barbados: Arthur St.C. Farmer, Storms Gift, Brandons, Deacons Road, St. Michael
Belgium: U.B.A., Postbox 634, Brussels
Bermuda: R.S.B. P.O. Box 275, Hamilton
Bolivia: R.C.B., Casilla 2111, La Paz
Brazil: L.A.B.R.E., Caixa Postal 2353, Rio de Janeiro
British Guiana: D. E. Yong, VP3YG, Box 325, Georgetown
British Honduras: L. H. Alpuche, VP1HA, P.O. Box 1, El Cayo
Bulgaria: Box 830, Sofia
Burma: B.A.R.S. % Tara Singh, 187 Eden St., Rangoon, Burma
Canton Island: Charles Singletary, KB6BH, % FAA, USPO 06-50,000, Canton Island, Phoenix Group, South Pacific
Ceylon: P.O. Box 907, Colombo
Chile: Radio Club de Chile, Casilla 761, Santiago
China: M. T. Young, P.O. Box 16, Taichung, Formosa
Colombia: L.C.R.A., P.O. Box 581, Bogotá
Congo: U.C.A.R. QSL Bureau, P.O. Box 3748, Elisabethville
Cook Islands: Bill Scarborough, % Radio Station Rarotonga
Costa Rica: Radio Club of Costa Rica, Box 2412, San Jose
Cuba: F.A.R.A.C. QSL Bureau, P.O. Box 6996, Habana
Cyprus: Mrs. E. Barrett, P.O. Box 219, Limassol
Czechoslovakia: C.A.V., P.O. Box 69, Prague I
Denmark: E.D.R. QSL Bureau, Ingstrup
Dominica: VP2DA, Box 64 Roseau, Dominica, Windward Islands
Dominican Republic: Jose de les S. Perkins, P.O. Box 157, Ciudad Trujillo
East Africa: (VQ1, VQ3, VQ4, VQ5): P.O. Box 1313, Nairobi, Kenya Colony
Ecuador: Guayaquil Radio Club, P.O. Box 5757, Guayaquil
Ethiopia: Telecommunications Amateur Radio Club, P.O. Box 1047, Addis Ababa
Fiji: S. H. Mayne, VR2AS Victoria Parade, Suva
Finland: SRAL, Box 306, Helsinki
Formosa: Hq MAAG, APO 63, San Francisco, California
France: R.E.F. BP 26, Versailles (S & O).
France: (F7 only): F7 QSL Bureau, MARS, Headquarters U. S. European Command, APO 128, New York, N. Y.
Germany (DL2 calls only): G. E. Verrill, G3IEC, 10 Seahorse St., Gosport, Hants, England
Germany (DL4 - DL5 soltanto): DL4 - DL5 QSL Bureau, c/o DL4VJ Base MARS Station, APO 130, New York, N. Y.
Germany (other than above): D.A.R.C., Box 99, Munich 27
Gibraltar: E. D. Wills, ZB2I, 9 Naval Hospital Road
Ghana: 9G1AB, John Burton, Telecommunication School, Post & Telecommunication Dept., Accra
Great Britain (and British Empire): A. Milne, 29 Kechill Gardens, Hayes, Bromley, Kent.
Greece: George Zarafis, P.O. Box 564, Athens
Greece (Unlisted SVØs only): USASG, APO 206, New York, N. Y.
Greenland (OXs only): Via Denmark
Greenland: (KG1s only): MARS Director, Directorate of Operations, Hq. 8th Air Force, Westover A.F.B., Mass.
Grenada: VP2GE, St. Georges
Guam: M.A.R.C., Box 145, Agana, Guam, Marianas Islands
Guantanamo Bay: Guantanamo Amateur Radio Club, Box 55, NAS, Navy 115, F.P.O., New York, N. Y.
Guatemala: C.R.A.G., P.O. Box 115, Guatemala City
Haiti: Radio Club d'Haiti, Box 943, Port-au-Prince
Honduras: O. A. Trochez, P.O. Box 244, Tegucigalpa, D. C.
Hong Kong: Hong Kong Amateur Radio Transmitting Society, P.O. Box 541, Hong Kong
Hungary: H.S.R.L., Postbox 185, Budapest 4
Iceland: Islenzkir Radio Amatorar, Box 1058, Reykjavik
India: P.O. Box 534, New Delhi
Ireland: I.R.T.S. QSL Bureau, 24 Wicklow St., Dublin 2
Israel: L.A.R.C., P.O. Box 4099, Tel-Aviv
Italy: A.R.I. Viale Vittorio Veneto 12, Milano, Italy
Jamaica: Ruel Samuels, VP5RS, 34 Port Royal Street, Kingston
Japan (JA): J.A.R.L., Box 377, Tokyo
Japan (KA): F.E.A.R.L. (m) APO 925, c/o Postmaster, San Francisco, Calif.
Kenya: East Africa QSL Bureau, Box 1313, Nairobi
Korea: Korea Amateur Radio League, Central Box 162, Seoul, Korea
Kuwait: William N. Burgess, 9K2AZ, % Kuwait Oil Co. 14 — 5th St. North, Kuwait, Persian Gulf
Lebanon: R.A.L., Ahmadi, B.P. 3245, Beyrouth
Liberia: (EL1s only): HARC, P.O. Box 32, Harbel
Libya: 4A2TZ, Box 372, Tripoli
Liechtenstein: via Switzerland
Luxembourg: R. Schott, 35 rue Batty Weber, Esch/Alz. Luxembourg
Macao: Via Hong Kong
Madagascar: P.O. Box 587, Tannarive
Madeira Island: P.O. Box 257, Funchal
Malaya: QSL Manager, Box 777, Kuala Lumpur
Malta: R. F. Galea, ZB1E, "Casa Galea," Railway Road, Birkirkara
Mauritius: Paul Caboche, VQ8AD, Box 467, Port Louis
Mexico: L.M.R.E., P.O. Box 907, Mexico, D.F.
Midway Island: KM6BI, AIRBARSRON Two Detachment, Midway Navy #3080, F.P.O. San Francisco, Calif.
Monaco: 3A2CN, Anderhalt Pierre
Montserrat: VP2MY, Plymouth
Morocco: A.A.E.M., P.O. Box 2060, Casablanca
Mozambique: Liga dos Radio-Emissores de Mocambique, P.O. Box 812, Lourenco Marques
Netherlands: V.E.R.O.N., Postbox 400, Rotterdam
Netherlands Antilles (Aruba): Verona, Postbox 392, San Nicolas, Aruba
Netherlands Antilles (Curacao): Verona, Postbox 383, Willemstad, Curacao
New Guinea: Via Papua
New Zealand: N.Z.A.R.T., P.O. Box 489, Wellington C1
Nicaragua: Club de Radio Experimentadores de Nicaragua, Apartado Postal 925, Managua
Nigeria: Dr. M. Dransfield, ZD2JKO, Regional Research Station, Samaru, Zaria, Northern Nigeria
Northern Rhodesia: N.R.A.R.S., P.O. Box 332, Kitwe
Norway: N.R.R.L., P.O. Box 898, Oslo
Okinawa: O.A.R.C., P.O. Box 739, APO 331, % Postmaster San Francisco, Calif.
Pakistan: Box 4071, Karachi
Panama, Republic of: L.P.R.A., P.O. Box 1622, Panama
Paraguay: R.C.P., P.O. Box 512, Asuncion
Papua: VK9 QSL Officer, P.O. Box 204, Port Moresby
Peru: R.C.P., Box 538, Lima
Philippine Islands: P.A.R.A. QSL Bureau, 67 Espana Extension St., Quezon City
Poland: PZK QSL Bureau, P.O. Box 320, Warsaw 10
Portugal: Rua de D. Pedro V., 7-4°, Lisbon
Roumania: Central Radioclub, P.O. Box 95, Bucharest
Salvador: YS1O, Apartado 329, San Salvador
Singapore: QSL Manager, PO Box 777
South Africa: S.A.R.L., P.O. Box 3037, Cape Town
Southern Rhodesia: R.S.S.R., Box 2377, Salisbury
Spain: U.R.E., P.O. Box 220, Madrid
St. Vincent: VP2SA, Kingstown
Sweden: Sveriges Sandare Amatorer, Enskede 7
Switzerland: U.S.K.A., Sursee
Syria: P.O. Box 35, Damascus
Trinidad: John A. Hoford, VP4TT, Box 554, Port-of-Spain
Tunisia: Francois DeVichi, 5 Rue Can Robert, Tunis
Uganda: P.O. Box 1803, Kampala
Uruguay: R.C.U., P.O. Box 37, Montevideo
U.S.S.R.: Central Radio Club, Postbox N-88, Moscow
Venezuela: R.C.V., P.O. Box 2285, Caracas
Virgin Islands: Richard Spenceley, Box 403, St. Thomas
Wake Island: T. D. Musson, P.O. Box 127
Yugoslavia: S.R.J., P.O. Box 324, Belgrade

TABELLA 97 — Il CODICE « Q »

QRA	Nome della stazione
QRB	Distanza tra le stazioni
QRD	Provenienza - destinazione
QRG	Lunghezza d'onda esatta
QRH	Variazioni di frequenza
QRI	Variazioni di nota
QRJ	Impossibilità ricevere - cattivi segnali
QRK	Comprensibilità di ricezione (da 1 a 5)
QRL	Essere occupato
QRM	Interferenze
QRN	Disturbi atmosferici
QRO	Aumentare la potenza
QRP	Diminuire la potenza
QRQ	Trasmettere più rapidamente
QRS	Trasmettere adagio
QRT	Terminare l'emissione
QRU	Non avere nulla da trasmettere
QRV	Essere pronto
QRW	Riferire chi sta chiamando
QRX	Aspettare
QRY	Turno
QRZ	Essere chiamato
QSA	Intensità dei segnali (da 1 a 5)
QSB	Variazioni intensità dei segnali
QSD	Cattiva manipolazione
QSG	Trasmettere un messaggio per volta
QSK	Continuare
QSL	Conferma scritta di comunicazione
QSM	Ripetere l'ultimo messaggio
QSO	Comunicazione - collegamento
QSP	Trasmettere gratuitamente
QSU	Trasmettere - sintonizzare su onda kHz...
QSV	Trasmettere una serie di V.
QSX	Ricevere - sintonizzare su onda kHz...
QSY	Cambiare frequenza
QSZ	Ripetere due volte ogni parola o gruppo
QTA	Annullare una trasmissione
QTB	Concordanza nel numero delle parole
QTC	Numero di messaggi
QTH	Posizione geografica della stazione
QTJ	Velocità
QTO	Lasciare il porto o il « dock »
QTP	Entrare nel porto o nel « dock »
QTQ	Comunicare con codice Internaz. segnali
QTR	Ora esatta
QTU	Orario di trasmissione o ricezione
QUA	Notizie su stazione mobile
QUB	Informazioni
QUC	Ultimo messaggio ricevuto da staz. mobile
QUD	Ricevere il segnale di urgenza
QUH	Pressione barometrica a livello del mare
QUK	Condizioni del mare

TABELLA 98 — INDIRIZZI delle SEZIONI « A.R.I. »

ALESSANDRIA - c/o Sig. Carlo Cervetti - Corso Borsalino, 11 Alessandria

ANCONA - Casella postale 122, Ancona.

BARI - c/o Sig. Lorenzo Ricco, Via Beatillo 34, Bari

BERGAMO - c/o Rag. Angelo Goggia, Via Scuri 24/B, Bergamo.

BOLOGNA - c/o Sig. Giovanni Vecchietti, Via Osservanza n. 64 Bologna.

BOLZANO - c/o Sig. Umberto Pattis, Via Claudia Augusta n. 51, - Bolzano.

BRESCIA - Casella Postale 230, Brescia.

CAGLIARI - c/o Sig. Arturo Pani, Via Marconi 171, Quartu S. Elena (Cagliari).

CATANIA - c/o Dr. Rosario Caltabiano, C.so Italia 4, Catania.

CHIETI - c/o Sig. Umberto Di Mele, Via Lanciano 5, S. Apollinare (Chieti).

COMO - c/o Sig. Sergio Pozzi - Via Linati 21 - Breccia (Como).

COSENZA - c/o Rag. Giulio Guerrieri, Via Roma 1, Cosenza.

CREMONA - Casella Postale 144, Cremona.

FERRARA - Casella Postale 20, Ferrara.

FIRENZE - Casella Postale 511, Firenze.

FORLI' - c/o Dr. Gastone Casadei, C.so Repubblica 46, Forlì.

GORIZIA - c/o Sig. Renzo Amadei, Via Volta 15, Gorizia.

IMPERIA - c/o Sig. Agostino Grosso, Regione Solaro Rapelin 20, S. Remo (Imperia).

LA SPEZIA - c/o Sig. Claudio Donadoni, Via XXIV Maggio 47, La Spezia.

LIVORNO - c/o Sig. Frank Sanfilippo, Via Baldini 11, Livorno.

LUCCA - c/o Sig. Silvio Pistelli, Via F. Filzi 3, Lucca.

MANTOVA - c/o Sig. Umberto Lorenzoni, Via Roma 29, Mantova.

MESSINA - c/o Dr. Athos Bellomo, Via Fiume 1/52, Messina.

MILANO - c/o Lanfranco Ratti, Via Friuli 28, Milano.

MODENA - Casella Postale 75, Modena.

NAPOLI - c/o Rag. Rosario Vollero, Via M. Fiore 14, Vomero, Napoli.

NOVARA - c/o Sig. Pierluigi de Angelis, Via Prati 3, Novara.

PADOVA - Casella Postale 144, Padova.

PALERMO - c/o Dr. Domenico Marino - Via Terrasanta 58, Palermo.

PARMA - c/o Sig. Arturo Frigeri, Via Gotra 19 - Parma.

PERUGIA - c/o « Istituto Malpighi », Via Calderini 14, Perugia.

PESCARA - c/o Geom. Mario Bivona, Via Firenze 141, Pescara.

PIACENZA - c/o Sig. Giancarlo Gasparini, Via Trebbiola 6, Piacenza.

PISA - c/o Sig. Domenico D'Andrea, Via Goletta, Traversa A, n. 4, Pisa.

PORDENONE - c/o Sig. Ettore Gasperini, Via Cossetti 4, Pordenone (Udine).

PORTOGRUARO - Via Cavour 19, Portogruaro (Venezia).

PRATO - Piazza S. Domenico 9, Prato.

RAVENNA - c/o Sig. Flobert Pavan, Via Cerchio 55, Ravenna.

RIMINI - c/o Rag. Luigi Mazza - Via Minghetti 17 - Rimini (Forlì).

ROMA - Via Salandra 1/A, Roma.

SALERNO - c/o Dott. Mario Primicerio - Via L. Cacciatore Pal Rizzo, Salerno.

SAVONA - c/o Dr. Virginio Cotta, Via Amendola 3/13, Savona.

TORINO - Casella Postale 250, Torino.

TRENTO - c/o Rag. Silvio Piaget, Casella Postale 124, Trento.

TREVISO - Casella Postale 32, Treviso.

TRIESTE - c/o Sig. Ervino Boykow, Via Conti 12, Stella, (Trieste)

UDINE - c/o Sig. Francesco Celli, Via Trento 85/2, Udine.

VARESE - c/o Sig. Umberto Colzi, Via Cavour 3, Somma Lombardo.

VENEZIA - Casella Postale 181, Venezia.

VERCELLI - c/o Sig. Virginio Gilardino, Via Gioberti 2, Biella Chiavazza.

VERONA - c/o Sig. Gianni Luciolli, Stradone Porta Palio 74, Verona.

VIAREGGIO - c/o Sig. Silvano Gambini, Via S. Andrea 54, Viareggio.

VICENZA - c/o Sig.ra Lolly Balboni, C.so Padova 145, Vicenza.

VIGEVANO - c/o Sig. Virginio Cambieri, P.zza Volta 3, Vigevano

Al termine del « Corso di RADIOTECNICA » l'attesa pubblicazione delle Edizioni Radio e Televisione........ Un fascicolo alla settimana per oltre otto mesi, con lezioni a carattere tecnico e lezioni a carattere pratico. Sarà descritta, tra l'altro, la costruzione di un televisore da 23 pollici con tubo a 110° e ricezione dei due programmi. Costruzione **razionale, semplice** e **convenientissima** in quanto permetterà, a chi desidera effettuarla, di realizzare un modernissimo apparecchio con una spesa — rateale — pari a poco più della metà di quella di un televisore del commercio corrispondente. Circuiti stampati, pretarati.

Un « Corso » che non ha eguali per chiarezza di esposizione e ricchezza di contenuto. Su di esso continuerà il Dizionario tecnico dall'inglese, iniziato sul presente Corso.

all'edicola nuovo Numero

Se siete interessati alla televisione, alla radiotecnica, all'elettronica applicata, è nel Vostro reale tornaconto seguire questa rassegna che, mensilmente, con i suoi numerosi articoli, Vi consente un aggiornamento completo con la costante evoluzione della tecnica e del mercato.

ABBONATEVI !

Abbonamento per 12 Numeri. . . . . lire 3.060.

Per gli abbonati al "Corso di Radiotecnica,, ... solo lire 2.754.

Abbonamento: "RADIO e TELEVISIONE,, - via dei Pellegrini N. 8/4, conto corrente postale: 3/4545 - Milano

corso di
RADIOTECNICA

pubblicazione settimanale - 2 - 9 settembre 1961 - un fascicolo lire 150 46° numero

corso di RADIOTECNICA

settimanale a carattere culturale

Direzione, Amministrazione, Pubblicità:
Via dei Pellegrini 8/4 - Telef. 593.478
MILANO

Ogni fascicolo — contenente 3 lezioni — costa lire 150, acquistato alle edicole.

Se l'edicola risulta sprovvista, o si teme di rimanere privi di qualche numero, si chieda invio settimanale direttamente al proprio domicilio a mezzo abbonamento.

Il versamento per ricevere i 52 fascicoli costituenti l'intero Corso è di lire 6500 + I.G.E. = lire 6630. A mezzo vaglia postale, assegno bancario, o versamento sul conto corr. postale 3/41.203 del « Corso di RADIOTECNICA » - Via dei Pellegrini 8-4 - Milano. In ogni caso, scrivere in modo molto chiaro e completo il proprio indirizzo.

L'abbonamento può essere effettuato in qualsiasi momento; si intende comprensivo delle lezioni pubblicate e dà diritto a ricevere tali lezioni, che saranno inviate con unica spedizione.

Estero: abbonamento al Corso, Lit. 8.500. ($ 15). Numeri singoli Lit. 300 ($ 0,50).

Per i cambi di indirizzo durante lo svolgimento del Corso, unire lire 100, citando sempre il vecchio indirizzo.

Fascicoli singoli arretrati — se disponibili — possono essere ordinati a lire 300 cadauno.

Non si spedisce contrassegno.

Distribuzione alle edicole di tutta Italia: Diffus. Milanese . Via Soperga, 57 - Milano.

Direttore responsabile: Giulio Borgogno.

Autorizzaz. N. 5357 - Tribunale di Milano.

Stampa: Intergrafica S.r.l. - Cologno Monzese.

La Direzione non rivende materiale radio; essa può comunicare, se richiesta, indirizzi di Fabbricanti, Importatori, Grossisti ecc. in grado di fornire il necessario ed ai quali il lettore può rivolgersi direttamente.

Alla corrispondenza con richiesta di informazioni ecc. si prega allegare sempre il **francobollo per la risposta**.

Parte del testo e delle illustrazioni è dovuta alla collaborazione del Bureau of Naval Personnel, nonchè al Dept. of the Army and the Air Force - U.S.A.

A chi può essere utile questo Corso? Anzitutto — stante la sua impostazione — il Corso, basato sull'esposizione in forma a tutti accessibile, della radiotecnica, dai suoi elementi basilari alla evoluzione più recente, rappresenta la forma ideale per tutti coloro che intendono dedicarsi all'elettronica, sia come forma ricreativa sia — soprattutto — per l'acquisizione di una professione specializzata che possa procurare loro una posizione di privilegio in seno alla società odierna.

Anno per anno, la nostra civiltà si indirizza sempre più verso questa meravigliosa, si potrebbe dire fascinosa, elettronica, che nel modo più evidente consente sviluppi impensati, progressi grandiosi e una rapida evoluzione di tutti gli altri rami dello scibile che essa tocca e influenza.

L'industria, tutta l'industria, nel senso più ampio, da quella elettrotecnica a quella meccanica, alla metallurgica, alla chimica ecc., con i suoi laboratori di ricerca e le sue fabbriche richiede, e richiederà sempre più, con un ritmo rapidamente crescente, tecnici specializzati con conoscenza dell'elettronica, tecnici specificatamente elettronici e persino operai e impiegati di ogni ordine e categoria con cognizioni di elettronica.

Si può dire che anche le branche commerciali, quelle dei trasporti e persino quelle amministrative con le recenti introduzioni delle calcolatrici, abbisognano di personale che conosca i principi dell'elettronica, le macchine relative, il loro pieno sfruttamento, la eventuale riparazione ecc. e, quanto più in modo completo, quanto meglio.

Nasce, da una tale situazione, una logica conseguenza: per la scelta di una professione o di un mestiere, per un miglioramento della propria posizione sociale, per l'intrapresa di una libera attività o anche per la sola acquisizione di cognizioni che indubbiamente verranno oltremodo utili, è quanto mai opportuno riflettere se non sia conveniente dedicare un po' di tempo allo studio di questa scienza che ha tra l'altro il pregio di rendersi immediatamente attraente, concreta, accessibile e foriera di moltissime soddisfazioni.

A questo scopo appunto, e con questi intenti, è stato redatto questo Corso.

Non mancano invero altri corsi (specie per corrispondenza) o scuole di radiotecnica, nè mancano (sebbene siano in numero del tutto inadeguato) scuole statali o pareggiate ma la struttura e l'impostazione che caratterizzano queste 156 lezioni sono alquanto particolari, presentando non pochi vantaggi sulle diverse altre forme di cui si è detto.

Anzitutto vogliamo porre in evidenza **il fattore economico.**

Frequentare regolarmente, durante tutto l'anno, una scuola è certo il modo più logico — anche se non il più rapido — per apprendere ma, tralasciando il fatto che rarissimi sono gli Istituti di radiotecnica, è a tutti possibile dedicarsi esclusivamente, e per l'intero anno, allo studio? Noi riteniamo che chi può farlo costituisca oggi assai più l'eccezione che la regola. Ciò significa infatti poter disporre liberamente del proprio tempo senza avere la necessità di un contemporaneo guadagno: il nostro Corso permette a chiunque di studiare a casa propria, nelle ore libere dal lavoro, senza abbandonare o trascurare quest'ultimo. Ciò caratterizza invero anche altri corsi, ma il vantaggio economico diviene notevole ed evidentissimo se si considera che di fronte all'esborso, anche se rateale, di quasi 80.000 lire che i corsi per corrispondenza richiedono, seguendo il nostro Corso la spesa in un anno risulta di poco più di 7500 lire (150 lire alla settimana presso un'edicola) o di 6630 lire totali, con recapito postale, settimanale, delle lezioni a domicilio.

E' superfluo dire che la Modulazione di Frequenza, i transistori, i circuiti stampati, la trasmissione, il telecomando ecc. sono argomenti integrali del Corso e non costituiscono motivo di corsi speciali, aggiunti o particolari.

Le lezioni di questo Corso — a differenza di molte altre — non sono stampate con sistemi di dispensa, a ciclostile, o con sistemi più o meno analoghi, derivanti cioè da un originale battuto a macchina da scrivere; esse sono stampate in uno stabilimento grafico, con chiari caratteri tipografici da cui deriva una assai più agevole lettura e — fattore certamente di non secondaria importanza — un contenuto molto più ampio, corrispondendo una pagina a stampa a tre o quattro pagine di quelle citate. Il lettore avrà, alla fine del Corso, un volume di ben 1248 pagine di grande formato!

Chiunque, indipendentemente dall'età, dalla professione e dalle scuole compiute **può seguire il Corso.** Alle esposizioni teoriche si abbinano numerose, attraenti, istruttive ed utili descrizioni che consentono la realizzazione di ricevitori, amplificatori, strumenti vari e persino di trasmittenti su onde corte.

A questo proposito è sintomatico il fatto che la Direzione non vuole assolutamente assumere la fisionomia di un fornitore o commerciante di materiale radio, rivendendo agli allievi le parti necessarie. Il materiale occorrente l'interessato può acquistarlo dove e come meglio crede e, assai spesso anzi, già ne dispone. Viene così evitato l'acquisto forzoso, caratteristico più o meno di tutti gli altri corsi.

Anche chi è già radiotecnico, anche chi ha seguito o segue altri corsi troverà il massimo tornaconto in questo completo ed aggiornato lavoro. Molte nozioni, è logico, saranno note, altre un po' meno e sarà utile rinfrescarle, e il tutto infine costituirà un manuale di consultazione, prezioso tanto per la teoria esposta quanto per i numerosi schemi, per le tabelle, per i grafici, gli elenchi, i dati, il vocabolario dei termini ecc.

Concludendo, si può affermare che questo **Corso di Radiotecnica** oltre che come insegnamento graduale si presenta come **enciclopedia e rivista assieme** ciò che permette di formare — con modestissima spesa — **il più completo, ricco, utile e pratico volume di radiotecnica di cui sia dato oggigiorno disporre.**

I CIRCUITI STAMPATI

In varie occasioni, e precisamente nella descrizione di alcune apparecchiature di misura e di radio ricevitori a transistori, di cui abbiamo suggerito la costruzione, ci siamo imbattuti nei circuiti stampati: dal momento che questo sistema di collegamento tra i componenti di un dispositivo elettronico ha subito — in questi ultimi anni — uno sviluppo tale da essere ormai preso in considerazione nella maggior parte delle applicazioni, specie se di grande serie, è tempo di esaminarlo a fondo, sia dal punto di vista teorico, che da quello pratico.

Come è logico supporre, anche nell'industria elettronica si cerca di rendere minimi i costi di produzione, senza tuttavia compromettere — anzi, se possibile migliorandole — le caratteristiche di praticità, di sicurezza di funzionamento, e di durata.

Nella costruzione di un'apparecchiatura elettronica, dopo aver provveduto al cosiddetto montaggio meccanico, si procede al montaggio elettrico, che consiste — come ben sappiamo — nel collegare tra loro tutti i componenti costituenti il circuito. Ciò significa che, per il massimo risparmio di tempo, ossia di mano d'opera, e quindi di costo, è indispensabile, nelle produzioni di serie di una certa entità, preparare i diversi conduttori costituenti i collegamenti, già tagliati in misura, già piegati ove necessario, e predisposti — in altre parole — per l'applicazione tra due o più punti da connettere tra loro. Un'altra operazione, spesso indispensabile, consiste nel ravvivare le estremità di detti collegamenti, ricoprendoli di un leggero strato di stagno, al fine di facilitare al massimo la saldatura. Ciò comporta, come è ovvio, una lunga serie di operazioni, tanto più complesse, quanto maggiore è il numero dei collegamenti da effettuare in ogni singolo apparecchio.

E' per questo motivo che la tecnica moderna si è orientata sempre più verso le applicazioni dei cicuiti stampati, il cui uso è stato esteso — ripetiamo — a quasi tutto il campo dell'elettronica, in modo particolare alle applicazioni il cui funzionamento si basa sull'uso dei transistori. Esistono infatti televisori, calcolatori, cervelli elettronici, strumenti di misura, ecc. nei quali la maggior parte del « cablaggio » consiste appunto in un circuito stampato.

Affinchè il lettore possa rendersi conto adeguatamente dell'importanza di questa innovazione relativamente recente, esamineremo in questa lezione le norme di progetto e di impiego dei circuiti stampati, e la loro pratica realizzazione nella lezione seguente.

APPLICAZIONI dei CIRCUITI STAMPATI

Come la parola stessa suggerisce, i circuiti stampati non sono altro che un *disegno* dei collegamenti su di un supporto; tali collegamenti sono disposti in modo tale che è possibile collegare ai loro terminali, o in punti intermedi, i diversi componenti che costituiscono il circuito vero e proprio.

In realtà il termine «circuito stampato» viene usato in modo improprio, in quanto si dovrebbe distinguere tra **circuiti stampati** e **collegamenti stampati**. A suo tempo, ossia all'inizio dell'evoluzione di questa tecnica, furono realizzate delle basette di supporto, sulle quali erano stampati non soltanto i collegamenti, bensì anche alcuni componenti, come ad esempio resistenze, condensatori, bobine, ecc. Salvo che per le bobine, che in alcuni rari casi è ancora utile applicare sotto questa forma, il procedimento, che consentiva di creare direttamente alcune resistenze (mediante strati di grafite di spessore opportuno) o alcuni condensatori (costituiti da sottili fogli metallici separati da speciali dielettrici) è stato pressochè abbandonato, e ciò in quanto l'eventuale deterioramento di uno solo di tali componenti rendeva a volte impossibile la riparazione, pregiudicando così gravemente il vantaggio economico dell'intera apparecchiatura.

In quel caso si poteva parlare effettivamente di circuiti stampati, poichè diversi collegamenti comprendevano quei componenti che completavano il circuito relativo. La tecnica attuale, come vedremo meglio tra breve, consiste invece nel riportare su una basetta isolante i soli collegamenti, mente tutti i componenti sono esterni a tale basetta, e vengono applicati in fase di montaggio. Per questo motivo le basette ora citate dovrebbero portare il nome di collegamenti stampati. Dato tuttavia lo scarso impiego dei primi, è invalso l'uso di definire circuiti stampati anche quelle basette sulle quali sono presenti i soli collegamenti.

La **figura 1** illustra un esempio di circuito stampato, dal lato in cui sono visibili i collegamenti. In linea di massima, questi ultimi sono riportati soltanto su di un lato della basetta isolante. Tuttavia, con una tecnica più elaborata, nei casi in cui l'effetto capacitivo che si produce tra due collegamenti presenti sulle due facce di una basetta, e separati tra loro da un dielettrico costituito dalla basetta stessa, non abbia alcuna importanza, è possibile applicare i collegamenti sui due lati.

In linea di massima — dunque — un circuito stampato consta delle connessioni tra i componenti di una

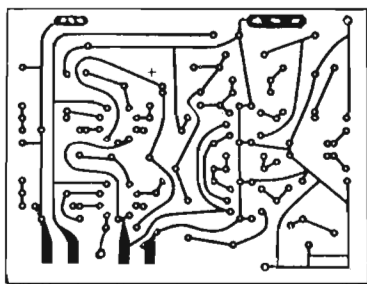



Fig. 1 - Esempio di circuito stampato: sono visibili i collegamenti in rame, nonchè i punti di ancoraggio semplici, e multipli per più terminali.

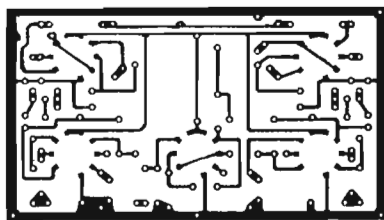



Fig. 2-A - Aspetto di un circuito stampato di un apparecchio a valvole, Si notino i collegamenti facenti capo ai piedini degli zoccoli portavalvola, ed ai componenti.

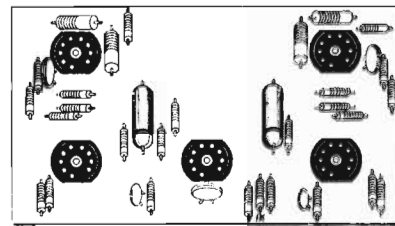



Fig. 2-B - Aspetto del circuito stampato di figura 2-A, visto dall'altro lato, ossia da quello sul quale sono applicati i diversi componenti. Si noti la sistemazione razionale.

intera apparecchiatura, o di una parte di essa, depositate sotto forma di strisce di rame opportunamente sagomate ed aventi un determinato spessore, su di un supporto isolante che sostiene rigidamente l'intero circuito ed i suoi componenti (condensatori, resistenze, induttanze, valvole, transistori, ecc.). L'applicazione di detti componenti viene effettuata grazie alla presenza di fori, di adaguato diametro, praticati — a seconda delle esigenze — attraverso il materiale isolante.

In genere, anche per facilitare le eventuali riparazioni ed i controlli indispensabili durante il collaudo, essi vengono applicati dal lato opposto della basetta, ossia sulla superficie sulla quale non sono presenti i collegamenti, (ciò, beninteso, nei casi in cui detti collegamenti figurino su un solo lato della basetta), come illustrato in **figura 2**, che mostra nelle due sezioni, A e B, un circuito stampato visto dai due lati.

Naturalmente, un dispositivo elettronico non consta soltanto — come ben sappiamo — del circuito e dei suoi componenti: esistono anche i comandi esterni (potenziometri, interruttori, ecc.), i dispositivi di alimentazione (batterie, trasformatori, ecc), il cui peso è spesso tale da impedirne l'applicazione su di un supporto che non sia metallico. E' quindi necessario che un circuito stampato consenta l'applicazione di collegamenti normali, costituiti cioè da conduttori di diverso spessore, isolati o meno, con gli organi esterni e con la massa dell'apparecchiatura. A tale scopo, alcuni dei collegamenti stampati presenti sulla basetta terminano sul bordo di quest'ultima, o in un altro punto, con un allargamento provvisto di un foro di diametro adatto, tale però da non compromettere le caratteristiche di funzionamento.

Le **figure 3, 4** e **5** illustrano alcuni tipi di terminali, ingranditi per maggior chiarezza, adatti al fissaggio di componenti o all'ancoraggio di connessioni esterne.

La basetta a circuiti stampati, dopo essere stata completata di tutti i componenti che costituiscono il circuito, viene fissata mediante squadrette o viti al telaio dell'apparecchio, a seconda dei casi, delle dimensioni, del peso, ecc., come illustrato alla **figura 6**.

CARATTERISTICHE dei MATERIALI IMPIEGATI

Affinchè un circuito stampato, oltre ai vantaggi economici e di minore ingombro, presenti le medesime caratteristiche di un circuito convenzionale a conduttori separati, deve avere le seguenti prerogative:

1) Rigidità meccanica sufficiente per sopportare il peso dei componenti applicati, senza essere suscettibile di rotture dovute ad urti o a vibrazioni.
2) Adesione perfetta tra le strisce di rame costituenti i collegamenti ed il supporto, tale cioè da impedirne il distacco in seguito a cause accidentali, o a trazione da parte dei compontenti.
3) Isolamento elettrico sufficiente (con un buon margine di sicurezza), onde evitare che tra i collegamenti si verifichino scariche elettriche a causa delle differenze di potenziale dovute alle correnti continue o alternate che li percorrono. A tale scopo, in genere, come illustrato alla **figura 7**, si evita di dare forme a « spigolo » o ad « angolo vivo » ai collegamenti.
4) La sezione dei collegamenti stampati, (data dal prodotto tra la larghezza e lo spessore), deve essere tale da consentire il passaggio della corrente circolante, senza apportare perdite dovute alla resistenza ohmica delle connessioni, e senza sviluppare temperature elevate che provocherebbero inevitabilmente il distacco del metallo dal supporto isolante.
5) Le connessioni devono essere disposte in modo da consentire il minimo percorso, e, la minima capacità tra collegamenti paralleli o comunque adiacenti: con ciò ci riferiamo in modo particolare a quei collegamenti che vengono percorsi dal segnale ad A. F.
6) La superficie dei terminali di ogni collegamento deve essere tale da assicurare una buona saldatura. In altre parole, deve essere in grado di accogliere una giusta quantità di stagno, onde garantire la massima robustezza e la minima resistenza di contatto.
7) Le dimensioni delle basette devono essere calcolate in modo da ospitare con sufficiente comodità, senza cioè provocare un eccessivo « affollamento », i componenti del circuito. Per contro, dette dimensioni non devono essere eccessive poichè, diversamente, verrebbe compromesso uno dei principali vantaggi dei circuiti stampati nei confronti di quelli convenzionali, ossia il risparmio di spazio.
8) Infine, i materiali con i quali sono realizzati, ossia il supporto isolante ed i collegamenti in rame ivi esistenti, devono essere in grado di sopportare eventuali variazioni di temperatura, senza incrinar-

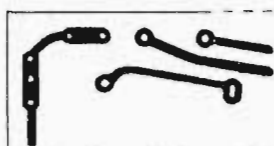



Fig. 3 - Esempi di terminali per componenti, applicati sulla basetta.

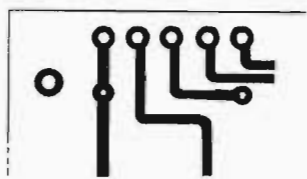



Fig. 4 - Esempi di terminali per connessioni esterne, riportati lungo il bordo.

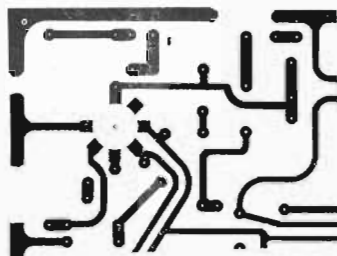



Fig. 5 - Tipo di circuito stampato, illustrato in parte, sul quale sono visibili diversi tipi di ancoraggi per connessioni, interne ed esterne.

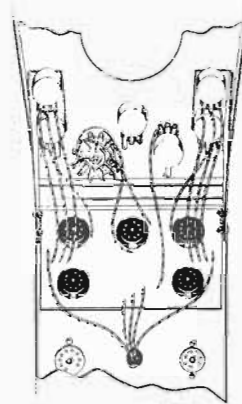



Fig. 6 - Sistemazione del circuito stampato di figura 2A e B, sul telaio dell'apparecchio. Si notino le connessioni esterne ai componenti che non fanno parte della basetta.

si o alterarsi col tempo, e devono essere il più possibile anigroscopici.

Ovviamente, per quanto riguarda la parte metallica, ossia i collegamenti stampati, il rame puro è il metallo che maggiormente si presta allo scopo, sia per la sua duttilità e malleabilitià, che ne consente la trasformazione in sottili fogli aventi uno spessore costante in tutti i punti, sia per la sua bassa resistenza specifica, sia — infine — per la grande facilità con cui, al momento necessario viene intaccato da determinati acidi. Questa corrosione a mezzo acidi — come vedremo nella lezione successiva — è infatti alla base della tecnica di produzione dei circuiti stampati.

Per quanto riguarda invece il supporto isolante, sono stati sperimentate varie sostanze, ciascuna delle quali presentava dei vantaggi e degli svantaggi: tra le varie qualità attualmente in uso dalle diverse fabbriche, esistono materiali costituiti da fogli di cartoncino imbevuti di una sostanza a base di cellulosa, aldeide formica e resine fenoliche, trattenuti da queste medesime sostanze che costituiscono una specie di impasto, e pressati insieme in un certo numero, variabile a seconda dei casi e della rigidità voluta.

Altri materiali sperimentati e adottati in casi particolari sono invece a base di lana di vetro, di ossidi speciali, di silicio e di resine sintetiche. Questi tipi, per le loro caratteristiche intrinseche, consentono una buona resistenza meccanica, e presentano una grande flessibilità, a vantaggio della lavorazione cui viene sottoposta la basetta al termine del procedimento di incisione (squadratura, foratura, ecc.). Uno degli inconvenienti riscontrati consiste però in una certa igroscopicità superficiale; che può compromettere gravemente l'isolamento tra i collegamenti. Un altro fattore negativo consiste inoltre nel costo, che è notevolmente maggiore di quello del cartone bachelizzato precedentemente citato.

In ultima analisi, dato il basso costo, la facilità di lavorazione, la scarsa igroscopicità grazie alla qualità delle resine adottate, e l'elevata rigidità meccanica che si abbina ad una opportuna flessibilità, il cartone bachelizzato è di impiego pressochè generale per la produzione dei circuiti stampati. Ovviamente, a seconda dei casi, esso viene usato in diversi spessori ed in diversi gradi di durezza: tali caratteristiche — comunque — dipendono esclusivamente dalle dimensioni e dal peso dei componenti che la basetta finita deve supportare.

Agli effetti della produzione dei supporti destinati a subire l'incisione, i materiali usati per ottenere la perfetta adesione del metallo al supporto isolante sono di diversa natura: in genere, si tratta di composti a base di neoprene, di isocianato, di resine ossidate, la cui efficacia è incrementata da sostanze indurenti.

Un fattore negativo di notevole importanza relativo all'impiego dei circuiti stampati è che, contrariamente a quanto accade con i comuni telai metallici, la basetta isolante non costituisce un mezzo efficace per la dissipazione del calore eventualmente prodotto dai componenti: per questo motivo, l'impiego di tali circuiti con valvole o transistori è limitato ai soli casi in cui la dissipazione di calore richiesta non sia eccessiva.

DIMENSIONAMENTO

Uno degli inconvenienti maggiori presentati dalle basette a circuiti stampati è — come abbiamo visto — la limitazione del peso dei componenti che possono essere installati su di esse. Le caratteristiche dimensionali delle basette sono pertanto limitate dal peso e dal volume delle parti costituenti il circuito. Ciò nonostante, nelle apparecchiature di una certa mole, è sempre possibile realizzare un circuito stampato sul quale è applicata buona parte dei condensatori, delle resistenze, delle valvole o transistori, ecc., mentre i trasformatori, le valvole finali (che sviluppano forti temperature), e tutti gli altri componenti più ingombranti possono essere installati separatamente, e collegati mediante connessioni convenzionali, facenti capo ad appositi terminali presenti sulla basetta.

La **figura 8** illustra, ad esempio, il circuito stampato del televisore che il lettore avrà la possibilità di costruire seguendo il « **Corso di Televisione** » che farà seguito al presente Corso. Come si nota, esso, oltre che da circuito elettrico, agisce da supporto nei confronti di sette valvole, circa cinquanta resistenze, altrettanti condensatori, due diodi a cristallo, tre potenziometri e sette bobine. Le dimensioni, che qui appaiono ridotte per ovvie esigenze di spazio, sono in realtà di cm. 13,5 × 27,5. In questo caso particolare, la basetta aderisce lungo il bordo ad una finestra appositamente praticata nel telaio metallico. Ciò ne aumenta considerevolmente la rigidità. Da questo esempio, è facile dedurre che, ove si adottino particolari precauzioni ad evitare torsioni e flessioni

Fig. 7-A - Evitando gli spigoli vivi, nei punti in cui i collegamenti mutano direzione, si elimina il pericolo di scariche elettriche.

Fig. 7-B - Forma corretta degli angoli dei collegamenti stampati. Il raccordo in corrispondenza delle curve dà maggior sicurezza.

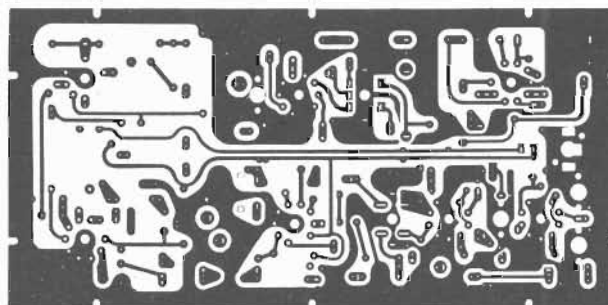



Fig. 8 - Riproduzione, in formato molto ridotto, del circuito stampato usato nel televisore che verrà descritto nel CORSO di TELEVISIONE, che farà seguito al presente CORSO.

della basetta, che potrebbero causare la rottura di qualche collegamento stampato, le dimensioni possono essere abbastanza estese, tali cioè da consentire la realizzazione con questo moderno sistema, di apparecchiature piuttosto complesse. Nei casi in cui l'apparecchio consti di diversi circuiti, ossia di varie unità funzionanti contemporaneamente, nulla impedisce di costruire l'apparecchio su diverse unità a circuiti stampati, recanti i vari componenti, ed installate su di un telaio che agisce da supporto, effettuando esternamente il collegamento tra le diverse unità.

Dimensioni dei collegamenti

Nella fase di progetto di un circuito stampato, è necessario tener conto della massima differenza di potenziale (ci riferiamo alla tensione di picco, e non alla tensione efficace), che può sussistere tra due connessioni parallele, o comunque prossime per un tratto più o meno lungo. Come è ovvio, se la distanza tra due conduttori prossimi è minima, e se la tensione presente tra essi è elevata, sussiste il pericolo di scarica elettrica, particolarmente in presenza di umidità, o a causa di residui dovuti alle saldature effettuate durante il montaggio. Per questo motivo, sono state stabilite delle distanze minime, in funzione delle massime tensioni presenti. In genere, la spaziatura minima raccomandata tra due connessioni è di 1,25 mm: tuttavia, essa può essere variata, calcolandola in base alla formula seguente:

$$\text{distanza (in mm)} = (0{,}03 + \frac{V^2}{3 \times 10^6}) \times 2{,}54$$

nella quale V rappresenta la differenza di potenziale massima in volt di picco.

La larghezza dei collegamenti viene determinata in funzione della corrente che essi devono trasferire da un punto all'altro del circuito. Come sappiamo, nei montaggi convenzionali mediante conduttori esterni, isolati o meno, si usa un conduttore di rame di un certo spessore anche nei circuiti in cui le correnti in gioco sono debolissime, e ciò per assicurare una certa solidità al collegamento stesso. Per contro, nei casi in cui detto conduttore viene percorso da una corrente notevole, come ad esempio nei circuiti di alimentazione dei filamenti delle valvole, è necessario adottare conduttori la cui sezione sia tale da non apportare un valore apprezzabile di resistenza ohmica, che, oltre a disperdere energia in calore, determinerebbe una caduta di tensione indesiderata.

Le medesime precauzioni vengono adottate nei confronti dei circuiti stampati, con la sola differenza che, dal momento che il circuito ha origine da una lamina di rame avente uno spessore costante in tutti i suoi punti, l'unica grandezza che è possibile variare è la larghezza della connessione. In pratica, come abbiamo visto all'inizio, la sezione utile di ogni singolo collegamento è data dal prodotto tra lo spessore della lamina aderente al supporto isolante e la larghezza del medesimo collegamento.

La materia prima per la produzione di circuiti stampati, ossia il supporto isolante rivestito in rame, è disponibile in commercio con varie caratteristiche: Lo spessore della lamina di rame può essere di 0,035 mm, 0,075 mm o, 0,1 mm, a seconda dei casi, mentre lo spessore del materiale isolante varia da 0,5 mm (per i circuiti di minime dimensioni), a 2 mm, per quelli di dimensioni maggiori. In genere però, come ad esempio per un circuito del tipo illustrato nella figura 8, lo spessore è di 1,5 millimetri.

La larghezza normalmente adottata, per quei collegamenti nei quali scorre una corrente limitata, ossia tale da non implicare l'adozione dei speciali misure di sicurezza, è di 1,25 mm, indipendentemente dall'intensità stessa. Esistono però casi in cui, trattandosi di correnti estremamente deboli, la larghezza del collegamento viene ridotta ad un valore di 0,4 mm, al di sotto del quale non è opportuno arrivare per non compromettere — ripetiamo — la robustezza meccanica.

In genere, nei confronti dei collegamenti di una certa lunghezza, si cerca di evitare larghezze superiori ai tre millimetri, in quanto — in tal caso — durante il procedimento di saldatura (del quale ci occuperemo tra breve), è facile provocare bolle d'aria tra il rame ed il supporto, compromettendo l'adesione tra i due strati. Nei casi in cui il circuito debba comprendere collegamenti percorsi da correnti notevoli, è dunque preferibile adottare materiali nei quali il rame abbia lo spessore massimo. A tale riguardo, occorre considerare che, con uno spessore di 0,1 mm, ed una larghezza del collegamento di 3,2 mm, si ottiene una sezione netta del rame pari a $0{,}1 \times 3 = 0{,}3$ mm². Se si considera che un collegamento di tal genere, esposto all'aria da un

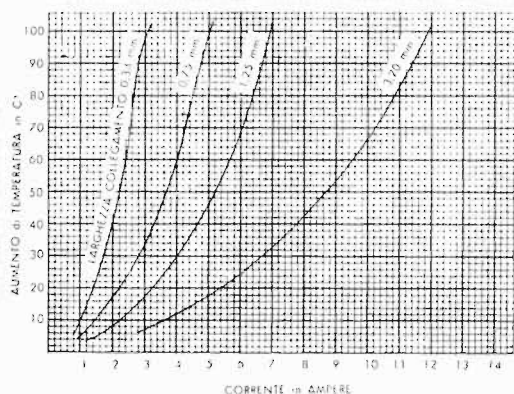



Fig. 9 - Variazione di temperatura, in funzione della corrente, con spessore dei collegamenti in rame pari a 0, 35 mm.

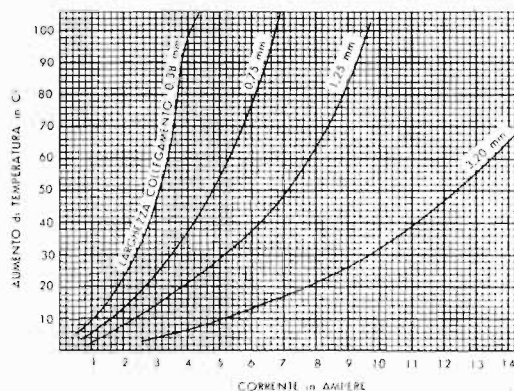



Fig. 10 - Variazione della temperatura, in funzione della corrente, con spessore dei collegamenti in rame pari a 0,75 mm.

lato e aderente alla basetta isolante dall'altro, può essere usato persino con una portata di 10 ampère per mm², e può quindi essere percorso da una corrente di molto maggiore ad 1 ampère, apparirà evidente che, per l'alimentazione delle valvole moderne, (che hanno corrente di accensione da un minimo di 100 mA ad un massimo di 600 mA) è certamente possibile alimentare più valvole, con una sola linea che raggiunga i diversi filamenti, ovvero con una serie di diramazioni della linea di accensione, a seconda dei casi.

In ogni modo, mediante i due grafici riportati alle **figure 9** e **10**, è possibile determinare l'aumento di temperatura in gradi centigradi, in funzione della corrente, per collegamenti di diversa larghezza e di diverso spessore. Da tali grafici, è facile notare che, con uno spessore del rame di 0,75 mm, con un supporto isolante dello spessore di 1,5 mm, una corrente di 5 ampère che scorra in un conduttore della larghezza di 3,2 mm provoca un aumento di temperatura di soli 10° C rispetto alla temperatura ambiente: tale aumento può essere considerato irrilevante, in quanto non ne varia di molto la resistenza.

Dimensioni dei fori

I fori praticati sulla basetta, per consentire l'introduzione dei terminali dei componenti, devono anch'essi avere un diametro appropriato. Esistono casi in cui il foro deve alloggiare un solo terminale, ed altri in cui diversi terminali devono far capo al medesimo collegamento. Dal momento che sono state stabilite misure standard per i conduttori che fungono da terminali di condensatori, resistenze, ecc., è stato possibile fissare delle misure unificate anche per i fori in questione. Il diametro di questi fori varia — in genere — tra i seguenti quattro valori: 0,7 - 1,0 - 1,3 e 2,0 mm (± 0,1 millimetri). Ovviamente, nei casi in cui il diametro massimo non sia sufficiente ad ospitare tutti i terminali facenti capo in quel punto, ciò dovrà essere tenuto in considerazione in fase di progetto. In tal caso — infatti — per evitare un foro di dimensioni eccessive, che potrebbe compromettere la robustezza della basetta, si preferisce praticare due fori prossimi tra loro, in un'unica zona di rame che, dopo aver effettuato la saldatura, mette i due capi in contatto tra loro, così come illustrato alla **figura 11**.

La griglia modulo

In linea di massima, in fase di progetto di un circuito stampato, occorre predisporre su di un piano i diversi componenti che dovranno essere fissati sulla basetta realizzata, allo scopo di stabilire a priori le dimensioni ideali della basetta stessa, ed il percorso logico dei collegamenti, nonchè per evitare gli incroci tra questi ultimi (ovviamente impossibili), e per limitarne opportunamente la lunghezza.

Poichè i componenti principali (resistenze, condensatori, ecc.) hanno dimensioni standard, stabilite da tempo attraverso accordi internazionali tra le diverse fabbriche, per la razionale esecuzione di un circuito stampato è consigliabile attenersi ad un modulo, denominato appunto « griglia modulo », del tipo illustrato alla **figura 12**. Si tratta, come si nota, di un reticolo nel quale i quadratini componenti hanno tutti un lato di 2,54 mm, pari cioè ad un decimo di pollice

Una volta stabilità la disposizione dei componenti, non resta che stabilire la posizione dei fori che verranno particati nei punti di ancoraggio. Detti fori vengono normalmente praticati nel punto di incrocio di due rette della griglia, ossia di una orizzontale e di una verticale. Nei casi in cui occorra realizzare circuiti stampati per apparecchiature miniaturizzate, come ad esempio gli amplificatori a transistori per le protesi acustiche, si ricorre ad una griglia modulo sottomultipla di quella citata, nella quale i quadratini hanno un lato pari a 1,27 mm. Seguendo questa norma, si avrà certamente la possibilità di disporre i componenti secondo un ordine logico e — per quanto possibile — simmetrico, col massimo risparmio di spazio, dovuto alla razionale disposizione.

Oltre a questa precauzione, i circuiti stampati hanno — generalmente — un margine esterno inutilizzato lungo il perimetro, il cui scopo è quello di consentire l'eventuale aggiustaggio meccanico della basetta nel caso di costruzioni sperimentali, e di evitare che i collegamenti esterni scorrano direttamente lungo il bordo della basetta, col pericolo di scariche verso massa dovute alle eventuali tensioni di una certa entità presenti tra il collegamento stesso e la massa.

Una volta stabilita la posizione dei fori, si ha la certezza che, adottando i componenti prodotti espressamente per l'impiego sui circuiti stampati, i terminali,

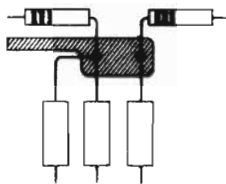



Fig. 11 - Esempio di terminale di collegamento stampato, adatto all'ancoraggio di diversi componenti.

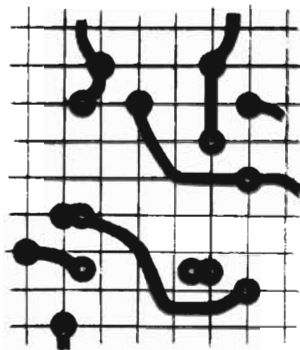



Fig. 12 - Impiego della « griglia modulo » per determinare la posizione dei terminali.

Fig. 13 Tipi di componenti cilindrici, a terminali assiali, adatti all'impiego sui circuiti stampati.

Fig. 14 - Componenti cilindrici ed a pastiglia, a terminali radiali, di comune impiego sui circuiti stampati.

piegati ad angolo retto o nel modo più opportuno a seconda dei casi, corrisponderanno ad un multiplo della distanza standard di 2,54 mm. In altre parole, tutte le resistenze da 0,25 W, da 0,5 W da 1 W ecc., come pure i condensatori, ecc., potranno essere installati tra coppie di fori aventi rispettivamente una distanza standard tra loro.

Il FISSAGGIO dei COMPONENTI

Mentre il montaggio elettrico di un apparecchio costruito nel modo convenzionale implica l'impiego di basette di ancoraggio, di strisce portaresistenze, ecc., nel montaggio di un circuito stampato ciò non è più necessario, in quanto — come abbiamo visto — sono disponibili sulla basetta tutti i fori predeterminati, aventi già un diametro adatto ad ospitare i terminali facenti capo in quel punto. Per la tecnica di applicazione dei componenti, si ricorre ad accorgimenti del tutto particolari, che esamineremo succintamente.

I reofori delle resistenze e dei condensatori hanno tutti una lunghezza quasi sempre superiore a quella necessaria. Una volta stabilita la posizione nei confronti del piano della basetta, occorre piegare opportunamente detti reofori per consentirne l'introduzione nei fori previsti.

I componenti adatti all'impiego con i circuiti stampati possono essere suddivisi in due principali categorie: componenti di piccole dimensioni, quali i condensatori e le resistenze, provvisti di terminali assiali (vedi **figura 13**) o radiali (vedi **figura 14**), i quali possono essere fissati semplicemente mediante saldatura dei terminali stessi (dopo averli adeguatamente accorciati), e componenti di varia forma e dimensione, per il fissaggio dei quali può essere necessario un sistema di ancoraggio meccanico, indipendentemente dalla saldatura dei contatti relativi.

I piccoli componenti cilindrici possono essere fissati alla basetta in tre posizioni: aderenti al piano, come in **figura 15-A**; perpendicolari rispetto al piano, come in figura 15-**B**, ed inclinati rispetto al piano, come in figura 15-**C**. In ogni caso — ripetiamo — la semplice saldatura dei reofori ai terminali corrispondenti dei circuito stampato, costituisce sia il collegamento elettrico del componente, che il sistema di fissaggio meccanico.

Nei confronti degli altri componenti, invece, occorre adottare diverse precauzioni. Consideriamo, ad esempio, uno zoccolo portavalvola. E' evidente che, per assicurare un buon contatto tra i piedini della valvola ed i contatti dello zoccolo, è necessario che questi esercitino una certa pressione sui piedini stessi. Detta pressione, tenendo conto del numero dei piedini, difficilmente inferiore a sette, rende alquanto difficoltosa la introduzione o l'estrazione della valvola nello zoccolo. Se questo fosse fissato al circuito stampato mediante la sola saldatura dei terminali, a lungo andare, in seguito ad eventuali ripetute estrazioni della valvola, si potrebbero verificare pericolose rotture in corrispondenza di qualche piedino. Per questo motivo, gli zoccoli portavalvola adatti all'impiego con i circuiti stampati sono provvisti di contatti aventi una lunghezza ed una forma tale da consentire l'introduzione nelle apposite fessure praticate nella basetta, e da permettere una leggera torsione dalla parte uscente del lato opposto. Tale torsione, come indicato nella **figura 16**, impedisce di per se stessa che lo zoccolo esca dalla sua posizione, indipendentemente dal fatto che la saldatura sia stata effettuata o meno. In tal modo, alla saldatura a stagno è affidato il solo compito di assicurare un buon contatto elettrico, il quale non sarà — in seguito — sottoposto a trazioni meccaniche, a tutto vantaggio della sicurezza di funzionamento.

Anche per il fissaggio delle bobine, degli schermi metallici, ecc., sono previsti dei sistemi di fissaggio meccanico, ed in ogni caso, si cerca sempre di fare in modo che le due funzioni, elettrica e meccanica, vengano compiute separatamente.

Esistono casi in cui i potenziometri, i trasformatori di alimentazione o di Bassa Frequenza, le impedenze di filtro, i condensatori variabili, ecc., hanno dimensioni tali da poter essere fissati direttamente su di una basetta a circuiti stampati. In tal caso si ricorre, come di consueto, a componenti aventi caratteristiche tali da adattarsi — sia per il fissaggio meccanico che per il collegamento elettrico — alla foratura basata sulla griglia modulo precedentemente citata. Gli unici componenti per i quali detta griglia viene spesso trascurata sono i già citati zoccoli portavalvola, nei quali, essendo i collegamenti distribuiti su di una circonferenza, non è sempre possibile fare in modo che essi coincidano esattamente e tutti con la posizione di un punto di incrocio di due coordinate della griglia.

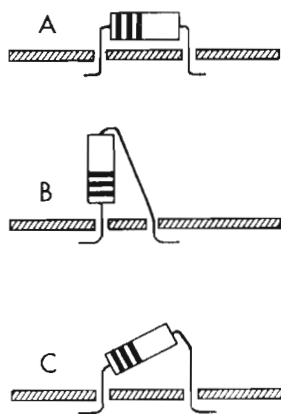



Fig. 15 - Metodi di fissaggio dei componenti (in questo caso di resistenze), sui circuiti stampati: In A, posizione orizzontale; in B, posizione verticale, ed in C, posizione inclinata.

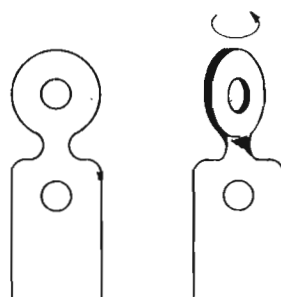



Fig. 16 - Metodo di torsione della paglietta, per il fissaggio degli zoccoli portavalvola alla basetta di supporto.

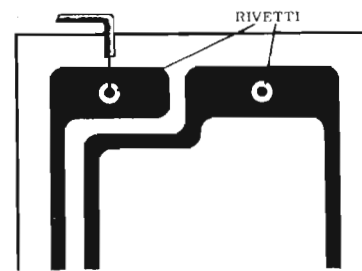



Fig. 17 - Applicazione di occhielli ribattuti, per l'ancoraggio di connessioni esterne. In tal modo si evita al collegamento stampato il compito della resistenza meccanica alla trazione.

Agli effetti della più razionale utilizzazione dello spazio disponibile su una basetta, il modo più conveniente per fissare i componenti consiste nell'installarli verticalmente, ossia in modo che il loro asse sia perpendicolare al piano della basetta. Ciò, tuttavia, comporta un aumento dello spessore dell'insieme a montaggio ultimato, specie per quanto riguarda le valvole e gli altri componenti di maggiori dimensioni. In linea di massima — tuttavia — è chiaro che, ad eccezione dei casi di montaggi ultracompatti, in cui qualsiasi riparazione è resa estremamente difficoltosa, il sistema delle basette a circuiti stampati consente un notevole risparmio di spazio, e permette la realizzazione di apparecchiature più piccole e leggere che non col vecchio sistema di collegamento.

Terminali di contatto

Anche i terminali destinati all'allacciamento della basetta a circuiti stampati con la parte restante dell'apparecchio (comandi sul pannello, altoparlante, alimentatore, ecc.), si dividono in tre tipi principali: contatti diretti mediante saldatura (con o senza paglietta), contatti a molla (con linguetta a pressione) e contatti a zoccolo.

Nel primo caso, si tratta di zone di rame, facenti parte della stessa lamina depositata in origine sul supporto isolante, e di dimensioni tali da consentire l'applicazione di una quantità di stagno sufficiente ad assicurare un buon contatto. Con questo sistema, a volte, risulta conveniente applicare in corrispondenza dell'apposito foro praticato al centro della zona di rame, un rivetto o un occhiello, o ancora una paglietta di ottone, alla quale è poi possibile saldare il terminale del collegamento esterno. Un esempio è illustrato alla **figura 17**. Come si nota, anche in questo caso lo sforzo meccanico è sopportato dal rivetto, mentre la saldatura provvede alla sola sicurezza del contato elettrico.

Nel caso dei contatti a molla, si tratta di zone di rame presenti lungo uno o più lati della basetta, così come illustrato alla **figura 18**. L'allacciamento tra la basetta e la parte esterna del circuito non avviene ad opera di terminali saldati, bensì introducendo la basetta stessa in una guida, che trattiene il circuito stampato in modo che ogni singola linguetta di rame, ai bordi, venga in contatto con una molla strisciante sulla zona di rame: il principio è illustrato alla **figura 19**.

Per ultimo, il sistema di collegamento a zoccolo, consiste nell'applicazione di una contattiera al bordo del circuito stampato. Normalmente, si tratta di una serie di spinotti, trattenuti da un involucro di materiale isolante, saldati posteriormente ai terminali periferici.

Entrambi i due ultimi sistemi consentono la rapida sostituzione di un circuito difettoso con altro avente le medesime caratteristiche; essi vengono impiegati nei casi in cui diversi circuiti stampati fanno parte di un unico apparecchio, come accade nei cervelli elettronici, ed in altre apparecchiature del genere.

La SALDATURA dei COMPONENTI

Nel caso della realizzazione di un prototipo, o di poche unità, la saldatura dei vari contatti di un circuito stampato può essere effettuata normalmente con un saldatore convenzionale. E' opportuno però che la potenza elettrica del saldatore, e quindi la quantità di calore erogata, sia appena sufficiente per la saldatura. In caso contrario, sebbene i materiali siano stati scelti opportunamente per assicurare la massima adesione tra il metallo (rame) ed il suporto, nonchè la massima resistenza alle temperature elevate, è facile bruciare la superficie del supporto stesso, con grave danno del circuito stampato. Si deve fare in modo di effettuare la saldatura una sola volta, dopo essersi assicurati che nessun altro terminale debba far capo in quel punto. E' bene saldare rapidamente, con la punta perfettamente pulita, evitando che lo stagno liquefatto raggiunga la temperatura che ne provoca l'ebollizione.

Nel caso della produzione di serie, le diverse fabbriche che costruiscono apparecchi a circuiti stampati sono da tempo equipaggiate con impianti adatti alla cosiddetta **saldatura ad immersione**. A tale scopo, esistono delle bacinelle speciali, che prendono il nome di *«crogiuoli»*, nelle quali, a mezzo di resistenze elettriche regolate da un termostato che ne interrompe il funzionamento allorchè viene raggiunta una determinata temperatura, lo stagno viene tenuto allo stato liquido.

La basetta premontata, recante tutti i componenti inseriti al loro posto, e con i terminali già tagliati alla lunghezza più adatta, viene tenuta ad una certa altezza sul livello della lega fusa. Mediante un controllo meccanico, è possibile abbassare detta basetta in

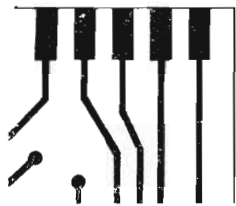



Fig. 18 - Esempi di terminali stampati a « linguetta », per connessioni esterne a mezzo di contatto a molla di pressione.

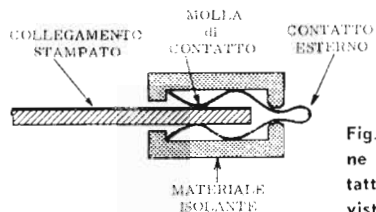



Fig. 19 - Sezione di un contatto a molla, visto di lato.

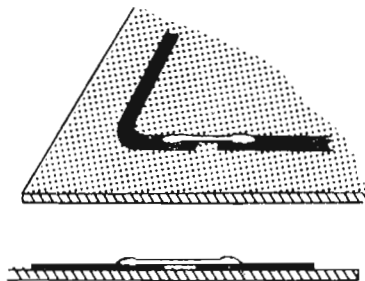



Fig. 20 - Riparazione della rottura di un collegamento stampato, mediante saldatura di un segmento di conduttore sovrapposto longitudinalmente, nel punto di interruzione.

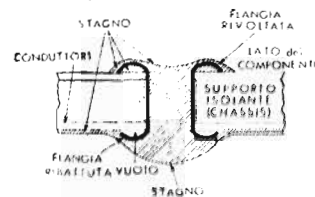



Fig. 21 - Riparazione della rottura del rame intorno ad un occhiello. Lo stagno applicato deve ricoprire interamente l'occhiello, dal lato della ribaditura, onde assicurare il contatto.

modo che il circuito stampato giunga, con la superficie inferiore, a contatto della superficie liquida. Per il noto fenomeno dell'adesione e per *« capillarità »*, lo stagno aderisce alle parti in rame dalle quali sporgono i terminali dei componenti, e viene per così dire risucchiato nei fori della basetta isolante, in modo da formare delle masse di stagno sufficienti.

Il tempo di immersione viene regolato in modo da consentire saldature perfette, senza peraltro bruciare la superficie del supporto. Ovviamente, questa regolazione del tempo è piuttosto critica, e deve essere ritoccata periodicamente, a causa delle eventuali variazioni della temperatura ambientale, e delle variazioni dimensionali, anche minime, della struttura metallica del congegno automatico, che normalmente si verifica a causa dell'uso prolungato. Una innovazione in questo procedimento consiste nel fermare ad una limitata distanza la basetta dal livello dello stagno liquido: nella massa di quest'ultimo viene, al momento opportuno, provocata un'onda che percorre la vaschetta da una estremità all'altra. La cresta dell'onda di stagno in questione lambisce tutti i punti da saldare e immediatamente dopo, basetta, parti e collegamenti non subiscono più gli effetti dannosi dell'alta temperatura.

Non appena lo stagno si è solidificato la basetta viene tolta dalla macchina per passare al controllo, e viene automaticamente sostituita da un'altra, che subirà il medesimo procedimento.

Non è difficile comprendere quale enorme risparmio di tempo consenta la tecnica della saldatura generale. Essa ha valorizzato l'impiego dei circuiti stampati, permettendo un'ulteriore riduzione de' costi di produzione, dovuta al risparmio di mano d'opera.

PROTEZIONE e CONSERVAZIONE

Il circuito stampato finito viene, dopo la saldatura, sottoposto ad un procedimento, mediante il quale resta protetto contro gli agenti atmosferici esterni, quali l'umidità, la polvere, i vapori di sostanze corrosive, ecc. Detto procedimento consiste nell'essiccare perfettamente il supporto ed i suoi componenti, facendolo restare per un certo tempo in presenza di aria calda assolutamente deidratata, dopo di che l'intero circuito viene cosparso con una speciale vernice trasparente, avente spiccate proprietà anigroscopiche. In tal modo, nonstante l'eventuale presenza nell'aria di vapor acqueo o di altre sostanze nocive, il circuito resta protetto.

Ovviamente, la vernice depositata a spruzzo deve essere tale da evaporare rapidamente in presenza di una fonte di calore elevato, quale ad esempio la punta di un saldatore elettrico.

RIPARAZIONE DEI CIRCUITI STAMPATI

Per prima cosa, nel caso che si debba sostituire uno o più componenti, la dissaldatura del pezzo avariato e la risaldatura di quello nuovo devono essere effettuate con le necessarie precauzioni. E' bene evitare di aggiungere stagno a quello già esistente: è sempre opportuno ravvivare bene il terminale del componente da fissare, tagliarlo alla lunghezza dovuta, ed eseguire la saldatura fondendo lo stagno già presente sulla zona di rame relativa. Una quantità maggiore di stagno implica una più lunga permanenza del saldatore sulla parte da saldare, ed un tempo di raffreddamento più lungo.

Uno dei guasti più comuni nei circuiti stampati è la rottura di un collegamento, in seguito a trazione o a flessione della basetta, o all'incrinatura dello stagno che unisce un contatto qualsiasi con una superficie di rame. Per effettuare la riparazione nel primo caso, è sufficiente procedere come indicato in **figura 20**: si taglia uno spezzone di sottile filo di rame nudo, avente la lunghezza di circa 2 centimetri (o meno, a seconda dei casi), e lo si applica sul collegamento interrotto, longitudinalmente, sagomandolo se necessario in modo che esso segua, con la sua forma, quella del collegamento da riparare. Una volta messo in posizione in modo che metà della sua lunghezza si trovi da un lato della rottura, e metà dall'altro, il filo viene ricoperto di stagno fuso, mediante un piccolo saldatore, osservando le medesime precauzioni (poco stagno e massima rapidità) suggerite per la saldatura a mano dei componenti.

Nel caso invece di rottura di un terminale in prossimità di un contatto, di una paglietta o di un rivetto, o di altro organo fissato mediante ribaditura al supporto isolante, conviene procedere come illustrato alla **figura 21**. Se il circuito stampato esiste su un solo lato della basetta, il lato opposto può servire per l'eventuale ancoraggio di un componente; in caso contrario, il rivetto applicato costituisce il « ponte di collegamento » col quale i due terminali sono in contatto tra loro

COME E' REALIZZATO UN CIRCUITO STAMPATO

I procedimenti tecnici relativi alla produzione dei circuiti stampati, hanno subito, nel tempo, una logica evoluzione.

L'idea del circuito stampato nacque, in realtà, molti anni orsono, quando la tecnica fotografica, ed in particolar modo quella relativa al campo della fotomeccanica, non aveva ancora raggiunto l'attuale sviluppo. Per questo motivo, le difficoltà allora incontrate (si tratta di circa trent'anni fa), resero impossibile un'applicazione pratica, vale a dire uno sfruttamento industriale del ritrovato.

I vari tecnici dedicatisi a questo campo hanno sperimentato molte vie per ottenere un buon risultato col massimo risparmio di tempo e di costo: per renderci conto dunque dei diversi sistemi di lavorazione, esamineremo sommariamente diverse soluzioni, soffermandoci in particolar modo su quella che attualmente ha la preferenza nell'applicazione industriale.

Dopo alcuni tentativi basati sulla tecnica di *deposito* dei collegamenti (vernice a base di argento) su piastra isolante, apparve evidente che una migliore soluzione del problema consisteva in una tecnica inversa, cioè nell'*asportazione* da una superficie metallica, aderente ad un supporto isolante, di intere zone, in modo da lasciare soltanto il metallo costituente il circuito.

Ciò portò ad un sistema chimico, basato sulla protezione parziale di una superficie di rame mediante vernici speciali, e sull'immersione della piastrina — così preparata — in soluzioni acide che intaccavano il metallo non protetto. Al termine dell'immersione, asportando con speciali solventi la vernice protettiva, si aveva un circuito costituito da strisce di rame opportunamente dimensionate e distribuite.

La vernice protettiva veniva applicata ove si voleva il collegamento (vale a dire che con essa si disegnavano i collegamenti), mediante pennelli o appositi pennini. Con questo procedimento però, i bordi dei collegamenti apparivano dopo la corrosione, frastagliati (**figura 1**) a causa della difficoltà di distribuire la vernice regolarmente ed uniformemente. Ciò comprometteva sia l'isolamento che la durata.

Sempre secondo un sistema di apporto di materiale, e non di corrosione, venne tentato anche un metodo elettrolitico, mediante il quale il circuito veniva disegnato di dimensioni naturali sulla basetta isolante, con una matita a base di grafite morbida. Il circuito così preparato veniva immerso in una soluzione di solfato di rame, dopo aver posto i collegamenti disegnati in grafite in contatto tra loro e, a loro volta, in contatto col polo negativo di una batteria. L'altro polo della batteria veniva collegato ad un elettrodo di rame, immerso anch'esso nella soluzione. Per il noto procedimento elettrolitico, il rame presente nella soluzione si depositava sulle tracce conduttrici di grafite, fino a raggiungere lo spessore voluto.

Anche questo metodo fu però presto abbandonato, a causa della scarsa adesione tra il rame ed il supporto isolante.

Il METODO ATTUALE

Le fasi attraverso le quali si giunge attualmente al circuito stampato nel suo aspetto definitivo, ossia fino al punto in cui è possibile applicare i diversi componenti e procedere alla saldatura, così come descritto alla lezione precedente, possono essere suddivise come segue:

1) *Progetto del circuito.* Si tratta di stabilire con la massima esattezza lo schema elettrico della parte dello apparecchio da costruire che verrà concentrata sulla basetta a circuito stampato, nonchè il numero e le dimensioni esatte dei componenti che dovranno essere installati sulla basetta stessa. Ciò è indispensabile per procedere alla fase successiva.

2) *Sistemazione dei componenti.* In questa fase, si dispongono i componenti su di un piano (foglio da disegno), e si tracciano a matita i collegamenti che li uniscono tra loro, oltre a quelli necessari affinchè il circuito stampato possa essere collegato alla parte restante dello apparechio. Durante queste operazioni, accade spesso di dover rifare il lavoro varie volte a causa della difficoltà di evitare l'incrocio tra due o più collegamenti. Come si è detto a suo tempo, i circuiti stampati sono quasi sempre riportati su di un solo lato della basetta isolante: di conseguenza, è evidente che tutti i collegamenti devono seguire un determinato percorso, senza incontrarsi in alcun punto (beninteso ove non sia necessario). Se vi fosse comunque un incontro, sarebbe indispensabile interrompere uno dei due collegamenti e completarlo poi con un « ponte » di contatto, passante dall'altro lato, o sollevato rispetto al circuito, come indicato alle **figure 2-A** e **2-B**; ciò tuttavia, come è ovvio, è in antitesi con i vantaggi offerti dal circuito stampato.

Una volta stabilita con esattezza la posizione dei componenti ed il percorso dei vari collegamenti, si può passare alla terza fase.

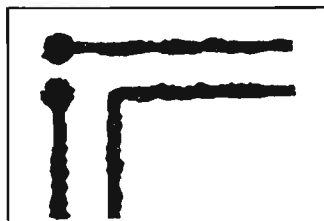



Fig. 1 - Aspetto dei collegamenti stampati, risultanti dall'applicazione a mano della vernice, a grandezza naturale. Si noti l'irregolarita dei bordi, che determinava notevoli variazioni nella sezione del conduttore.

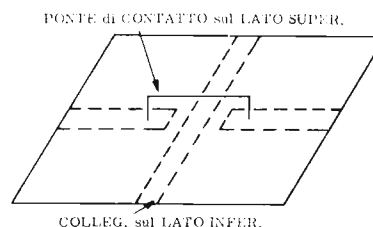



Fig. 2-A - Applicazione di un ponte di contatto passante dal lato opposto a quello dei collegamenti, mediante il quale si evita l'incrocio tra due connessioni stampate.

3) *Preparazione dell'originale.* Il circuito stampato viene disegnato in maniera definitiva sulla scorta di quanto stabilito precedentemente, ossia tenendo conto della posizione dei componenti e delle prese per i collegamenti esterni; per ottenere una maggiore precisione, questo disegno viene effettuato, in scala, in dimensioni molto maggiori di quelle necessarie.

4) *Ripresa fotografica.* Il disegno originale, recante i collegamenti in nero su fondo bianco, viene fotografato nelle dimensioni volute (ridotto), e si ottiene quindi una pellicola negativa sulla quale le tracce nere del disegno appaiono perfettamente trasparenti, mentre le zone bianche del disegno appaiono completamente nere.

5) *Stampa del prototipo.* Il negativo così ottenuto viene stampato su carta con un semplice passaggio fotografico, con l'unico scopo di controllare, mediante un campionario dei componenti che dovranno essere installati sulla basetta, che tutto sia in ordine e che le dimensioni coincidano perfettamente con quelle volute.

6) *Esposizione della lastra sensibilizzata.* La lastra di cartone bachelizzato, ricoperta da un lato da una sottile foglia di rame dello spessore desiderato (stabilito in sede di progetto in base alle correnti circolanti), a sua volta ricoperta con un materiale fotosensibile, analogo a quello delle comuni emulsioni fotografiche usate per pellicole, viene esposta uniformemente per diversi minuti, ad una luce ultravioletta di una certa intensità, attraverso il negativo in pellicola che viene appoggiato direttamente sullo strato sensibile depositato sul rame.

7) *Sviluppo.* La lastrina così esposta viene successivamente immersa in un bagno di sostanze speciali, mediante il quale la sostanza fotosensibile applicata sul rame si decompone assumendo due aspetti fisico-chimici diversi, a seconda che abbia preso luce attraverso le zone trasparenti del negativo, o non ne abbia preso sotto le parti perfettamente opache.

8) *Incisione.* Una volta rivelata, la lastrina viene sottoposta ad un accurato lavaggio che asporta completamente le zone di emulsione non esposte alla luce. Non resta poi che immergerla nuovamente in un bagno di sostanze in soluzione, che hanno la proprietà di intaccare il rame. Durante questa immersione, le zone della lamina di rame coperte da emulsione colpita dalla luce, restano protette. Le zone di rame restanti, cioè quelle ove il lavaggio ha eliminato l'emulsione, vengono completamente asportate. Si giunge così, in pochi minuti, ad avere sul supporto isolante delle strisce di rame, sagomate opportunamente, la cui forma è assolutamente identica, con le dovute proporzioni, al disegno originario di cui al paragrafo 3.

9) *Rifinitura.* Il circuito così preparato viene successivamente lavato, squadrato, forato nei punti ove è necessario, ed infine ricoperto di una vernice trasparente che evita l'ossidazione del rame e l'influenza degli agenti atmosferici. In tali condizioni, le basette possono essere incartate e conservate indefinitamente.

Dopo questo succinto esame delle varie fasi attraverso le quali si svolge la produzione dei circuiti stampati, possiamo analizzarle a fondo, seguendole con dettagli molto maggiori.

Il PROGETTO del CIRCUITO

Una volta determinate le caratteristiche dell'apparecchiatura da costruire, occorre stabilire quali componenti potranno essere fissati al circuito stampato, e quali dovranno esserne al di fuori. Nel caso di piccoli apparecchi radioriceventi a transistori, i cui componenti sono talmente piccoli da poter essere installati quasi tutti sulla basetta, le uniche parti che vengono fissate al di fuori del circuito stampato sono l'altoparlante e la batteria di alimentazione. Nel caso di apparecchiature di maggiori dimensioni — invece — occorre separare il grosso trasformatore di alimentazione, gli eventuali comandi esterni, le valvole e gli altri organi che, durante il funzionamento, sviluppano notevole calore, e tutti quei componenti che, sulla scorta di quanto detto in proposito nella lezione precedente, non possono essere montati sulla basetta di un circuito stampato. Nei confronti dello schema elettrico dell'intero apparecchio, viene ridisegnato ciò che costituisce lo schema vero e proprio del circuito stampato; si avranno di conseguenza dei punti di collegamento per quest'ultimo nei riguardi del segnale entrante, del segnale d'uscita, degli eventuali controlli (volume, tono, sintonia o altro), nonchè per l'alimentazione (accensione, tensione anodica, polarizzazione, ecc.).

Usando come guida questo schema, risulterà abbastanza semplice stabilire su quali lati della basetta dovranno essere disponibili gli attacchi, e quali dovranno essere sistemati verso l'interno della superficie (ove

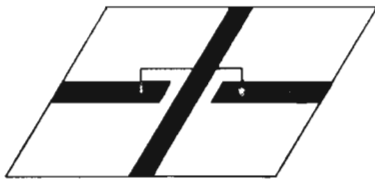



Fig. 2-B - Applicazione di un ponte di contatto dal medesimo lato dei collegamenti: il conduttore applicato deve essere sollevato per evitare il contatto con l'altra striscia.

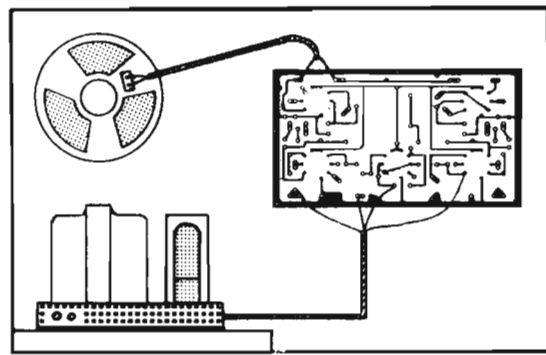



Fig. 3 - Esempio di impiego di un circuito stampato in un ricevitore. I terminali per le connessioni esterne si trovano dal lato rivolto verso i componenti cui fanno capo.

necessario). La scelta della posizione dei punti di ancoraggio — ovviamente — deve essere fatta in base alla posizione in cui verranno installati i relativi organi (potenziometri, trasformatori, ecc.). Ad esempio, se nel mobile, il trasformatore deve, per particolari motivi, essere installato sul fondo dell'apparecchio, si cercherà di fare in modo che i punti di ancoraggio relativi, presenti sul circuito stampato, siano disponibili sul bordo inferiore della basetta (**figura 13**). In caso contrario, i necessari collegamenti dovrebbero compiere inutilmente un percorso più lungo, col pericolo di diffondere campi magnetici.

La SISTEMAZIONE dei COMPONENTI

In linea di massima, le dimensioni della basetta, come pure la sua forma, vengono stabilite in base allo spazio occupato dalle parti: si verificano tuttavia casi in cui, per ragioni speciali, le dimensioni della basetta sono già pressochè determinate dallo spazio disponibile; in tal caso i componenti dovranno essere sistemati in modo da sfruttare il più possibile l'estensione della superficie, sovrapponendone alcuni, se necessario.

In sostanza, il lavoro consiste nel pradisporre tutti i componenti su di un foglio di carta da disegno, in modo da constatare nelle dimensioni naturali qual'è lo ingombro dell'intero circuito. Nel disporre le parti, si terrà conto della eventuale reciproca influenza tra di esse e tra i collegamenti relativi, nonchè della posizione dei punti di ancoraggio: in altre parole, si otterrà una seconda versione dello schema elettrico, nel quale però i simboli schematici dei vari componenti risultano sostituiti dalla forma dei componenti veri e propri, nelle loro dimensioni reali.

Uno dei particolari di maggiore importanza, nell'eseguire questo lavoro, consiste nell'evitare gli incroci dei collegamenti, che, mentre sono possibili nel cablaggio convenzionale, devono assolutamente essere evitati sui circuiti stampati. A tale scopo, è necessario provare sperimentalmente le possibili sistemazioni, facendo convergere in un unico punto tutti quei reofori che devono essere in contatto tra loro. Nell'eventualità che non si trovi una sistemazione tale da evitare l'incrocio di due o più connessioni, si potrà risolvere il problema sia interrompendo una delle due, così come spiegato precedentemente, ripristinando poi il circuito con un collegamento passante, mediante due fori, sull'altra faccia della basetta, sia eliminando dalla basetta stessa quel componente che provoca la necessità di incrocio, ed installandolo esternamente. Ciò comunque accade ben di rado.

Un secondo particolare consiste nel fatto che i collegamenti tracciati a matita sul foglio da disegno posto sotto ai componenti, vengono a trovarsi, in realtà, dal lato opposto. Sappiamo infatti che, in pratica, le parti vengono appoggiate sul lato della basetta dove non figurano i collegamenti. Per questo motivo, questa parte del procedimento viene compiuta in diverse fasi successive: durante la prima, vengono tracciati i collegamenti sul piano di appoggio dei componenti, come detto precedentemente, mediante una comune matita nera piuttosto morbida. Durante la seconda, sul medesimo piano, si tracciano i contorni dei componenti (raffigurandone l'ingombro massimo in proiezione orizzontale), e si trascrivono nei contorni i relativi valori onde rintracciarne facilmente, in seguito, la relativa posizione. Oltre a ciò, si segnano con la massima precisione possibile le posizioni dei fori in cui dovranno passare i terminali da saldare. Sia il contorno dei componenti, che la posizione dei fori, vengono tracciati con inchiostro, o con matita dura. Ciò fatto, si tolgono i componenti dal foglio e, appoggiandolo capovolto su di un vetro smerigliato — al di sotto del quale si trova una lampada accesa — si ricalcano sull'altra faccia i collegamenti tracciati con la matita morbida. Terminato questo lavoro, si potranno cancellare sul lato opposto i collegamenti tracciati per primi. In tal caso il foglio rappresenterà, grosso modo, l'aspetto del circuito stampato, con i collegamenti da un lato e le parti dall'altro.

Particolare cura deve essere posta, durante questi passaggi, allorchè occorre stabilire la posizione e lo orientamento degli zoccoli portavalvola, in quanto occorre tener conto sia dei numerosi collegamenti che ad essi fanno capo, sia del percorso dei conduttori che portano la corrente alternata di accensione (che ovviamente non devono essere paralleli a quelli percorsi, ad esempio, dal segnale a Bassa Frequenza) sia, infine, della posizione critica dei fori corrispondenti ai piedini. In altre parole, il progettista di un circuito stampato deve conoscere esattamente tutte le funzioni che si svolgono nel circuito stesso allorchè viene messo in

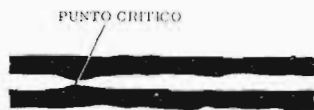



Fig. 4-A - Presenza di punti critici, a scarso isolamento, dovuti ad irregolarità dei bordi dei collegamenti stampati.

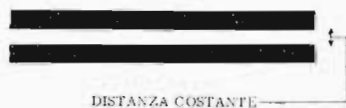



Fig. 4-B - Se invece i bordi delle connessioni stampate sono regolari, con distanza costante, il pericolo di scarica diventa trascurabile.

Fig. 5 - Deviazione di un collegamento, per adattarlo alla griglia modulo.

funzione, comprese le tensioni presenti tra i vari conduttori (onde considerarne la distanza opportuna), la intensità della corrente (per stabilire la larghezza dei collegamenti), l'ubicazione e lo scopo dei terminali di contatto con la parte esterna del circuito, ecc.

Una volta tracciato il circuito sui due lati del foglio, ossia dopo aver determinato la posizione di tutti i componenti ed il percorso dei collegamenti relativi, nonchè la posizione dei fori che dovranno essere praticati nella basetta, si potrà iniziare la preparazione dell'originale.

PREPARAZIONE dell'ORIGINALE

Per originale, si intende il disegno dettagliato e preciso del circuito stampato, ossia dei soli collegamenti che dovranno essere riprodotti in rame sul supporto isolante. Questo disegno, per il motivo che ora spiegheremo, viene fatto in dimensioni notevolmente maggiori di quelle effettivamente necessarie.

Soltanto un abilissimo disegnatore è in grado di disegnare, con sufficiente precisione, oggetti di piccole dimensioni: per contro, è altrettanto ovvio che un disegno di grandi dimensioni, osservato poi attraverso un sistema ottico che lo riproduca in piccolo, apparirà molto più preciso nei contorni e nella forma.

Nel caso del circuito stampato, è un particolare della massima importanza — come si è detto — il fatto che i collegamenti abbiano i bordi perfettamente paralleli tra loro, e ciò sia perchè in tal caso la resistenza specifica rimane costante in tutti i punti — col vantaggio di un'equa distribuzione degli eventuali aumenti di temperatura dovuti alla corrente — sia perchè la differenza di potenziale che sussiste tra due conduttori adiacenti è distribuita su linee aventi tra loro una distanza costante. Osservando la **figura 4**, non è difficile comprendere come nel caso illustrato in **A** sia meno facile che si manifesti una scarica elettrica tra due conduttori, che non nel caso illustrato in **B**.

Per evitare inconvenienti di questo genere, il disegno viene dunque effettuato su una scala tripla, quadrupla, o ancora maggiore. In tal caso, le eventuali piccole imperfezioni derivanti dall'impossibilità di tracciare linee (specie se curve o raccordate) assolutamente perfette, diventeranno trascurabili una volta effettuata la riduzione dell'originale alle dimensioni volute.

Nei confronti della griglia modulo, alla quale abbiamo accennato alla lezione precedente, occorre tener conto del fattore di riduzione col quale il disegno verrà in seguito fotografato. Si è detto che tale griglia consiste in un ipotetico reticolo costituito da quadratini aventi 2,54 mm di lato. Se il disegno dell'originale viene effettuato con un ingrandimento pari a 3, il reticolo sarà formato da quadrati aventi un lato di 2,54 × 3 = 7,62 mm, e così via. In genere, il rapporto scelto non è però mai maggiore di 6.

Note dunque le dimensioni massime del circuito, e le caratteristiche della griglia modulo, non rimane che tracciare il contorno della basetta su di un foglio da disegno perfettamente bianco, moltiplicando entrambi i lati per il rapporto scelto. Ad esempio, se il circuito da realizzare deve avere le dimensioni di cm 15 x 20, e se il rapporto scelto è di 4, si disegnerà un rettangolo avente i lati di cm 60 x 80, ossia esattamente il quadruplo delle dimensioni volute.

Ciascun lato del rettangolo così ottenuto (o del quadrato, se tale è la forma del circuito), viene suddiviso in tanti segmenti aventi ciascuno una lunghezza di mm 10,16, dopo di che i diversi punti così individuati verranno uniti, simmetricamente tra lati opposti, da sottili linee tracciate con matita di colore azzurro chiaro. Questo colore viene scelto in quanto si tratta di un colore cosiddetto « attinico », che non impressiona cioè la pellicola fotografica.

Il reticolo così ottenuto rappresenterà la griglia modulo ingrandita quattro volte, e verrà utilizzato unicamente per stabilire la posizione dei fori (punti di ancoraggio) nei confronti dei componenti aventi dimensioni standard, ad eccezione — ripetiamo — degli zoccoli portavalvola e di quei componenti per i quali questa norma non può essere seguita.

Una volta individuate le posizioni, la griglia modulo perde la sua utilità, per cui non è necessario che essa sia visibile sulla fotografia che verrà effettuata in seguito.

A questo punto, si procede alla trascrizione del circuito, copiandolo dalla versione rudimentale eseguita in un primo tempo sulla carta da disegno in dimensioni naturali. Ovviamente, conoscendo a priori l'intensità della corrente che percorre i vari conduttori, si terrà una larghezza effettiva di mm 1,25 per quei collegamenti nei quali detta corrente è trascurabile, ed una larghezza proporzionale all'intensità stessa per i colle-

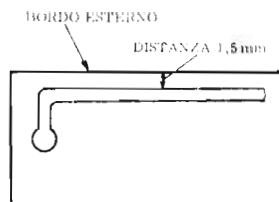



Fig. 6-A - Nell'effettuare il disegno dello originale, si riporta prima il bordo dei collegamenti, facendo in modo che i più esterni alla basetta si trovino ad una distanza non inferiore ad 1,5 millimetri dal bordo stesso.

Fig. 6-B - A disegno ultimato, le connessioni vengono annerite con inchiostro di china opaco, o con acquarello nero. E' bene evitare inchiostri lucidi, che possono provocare riflessi dannosi nella ripresa fotografica.

gamenti in cui la corrente circolante è di intensità maggiore. Rammentiamo a tale scopo quanto detto alla lezione precedente, ossia che, in linea di massima, si può mantenere uno standard di 8 - 10 ampère per mm^2 grazie alla notevole attitudine da parte dei collegamenti stampati a dissipare il calore che si sviluppa. Come si nota, è possibile mantenere una densità di corrente per unità di sezione del conduttore enormemente maggiore che non nel caso degli avvolgimenti.

Stabilita dunque la lunghezza dei vari conduttori, in base alla corrente in essi circolante, si moltiplicherà tale larghezza per 4 (rapporto scelto), e con tale nuova larghezza verranno disegnati i collegamenti sull'originale in preparazione.

Tenendo conto della griglia modulo, tracciata sull'originale, si farà in modo che i fori terminali di ogni singolo collegamento cadano esattamente nel punto di incrocio di due rette del reticolo guida. Se tale provvedimento implica l'accostamento eccessivo di due zone conduttrici, sarà sempre possibile allontanare i bordi variando la forma in quel punto, così come illustrato alla **figura** 5.

Dopo aver tracciato tutti i collegamenti, facendo in modo che i conduttori esterni si trovino a non meno di 1,5 mm (6 mm sull'originale ingrandito) dal bordo della basetta (vedi ad esempio la **figura 6-A**), si provvede a riempire l'interno delle tracce parallele dei conduttori stessi, nonchè le zone conduttrici corrispondenti ai terminali, mediante inchiostro di china nero, leggermente diluito, o, meglio ancora, mediante colore nero all'acquarello, come illustrato alla figura 6 **B**. In ogni caso, è bene che le tracce nere così riportate siano il più possibile opache, onde evitare che una superficie lucida possa riflettere la luce durante la ripresa fotografica, compromettendo il risultato.

Come si è visto alla lezione precedente, anche il diametro dei fori può essere predeterminato, conoscendo il numero esatto dei terminali dei componenti che dovranno esservi introdotti, ed il relativo diametro. Di conseguenza, noto il diametro effettivo, anch'esso dovrà essere riportato sull'originale dopo essere stato moltiplicato per il rapporto di ingrandimento 4. In corrispondenza dei fori, verranno dunque tracciati dei circoli aventi un diametro prestabilito, all'interno dei quali si lascerà il bianco, riempiendo di nero soltanto la zona compresa tra la circonferenza del foro ed il bordo esterno del terminale, come illustrato alla **figura** 7.

Il disegno dovrà essere il più possibile preciso: alla occorrenza, in una zona eventualmente libera di collegamenti, si potrà tracciare (sempre in nero e con le dovute dimensioni), un numero di riferimento del modello, la data, il numero di serie, o qualsiasi altro segno particolare. Si potranno contrassegnare i punti di collegamento delle tensioni di alimentazione, con i valori e le polarità delle tensioni stesse, oppure con segni convenzionali: altrettanto dicasi per le connessioni di entrata e di uscita dei segnali. Per facilitare le operazioni di montaggio, sarà anche possibile contrassegnare i piedini degli zoccoli portavalvola. In altre parole, ove lo spazio e le norme relative all'isolamento lo consentano, è sempre possibile contrassegnare il circuito stampato con indicazioni utili agli effetti sia della produzione, sia dell'organizzazione tecnico-commerciale. La **figura 8** illustra alcuni tipi di contrassegni applicati sull'originale di un circuito stampato.

La RIPRESA FOTOGRAFICA

Per effettuare una buona ripresa fotografica dell'originale precedentemente approntato, occorre, ovviamente, una certa esperienza nell'attività fotografica. L'attrezzatura necessaria consiste in una macchina fotografica da riproduzione (tipo a soffietto), orizzontale o anche verticale. L'originale viene installato in modo che il suo piano sia perfettamente perpendicolare all'asse dell'obbiettivo, onde evitare distorsioni dell'immagine sulla pellicola.

La fotografia viene ripresa su una pellicola a forte contrasto, del tipo usato in fotomeccanica per la fotografia di disegni a tratto, ossia privi di tinte intermedie tra il bianco ed il nero. Queste pellicole — infatti — hanno la prerogativa di dare un nero assolutamente opaco, ed un bianco assolutamente trasparente, sempre che il soggetto fotografato consista in un disegno effettuato con tratti neri sul fondo bianco.

Ovviamente, ciò che si ricava sulla pellicola è un negativo dell'originale, sul quale ciò che è nero appare trasparente, e ciò che è bianco appare completamente nero. La **figura 9** illustra in **A** il disegno ridotto di un originale, ed in **B** il negativo ottenuto sulla pellicola fotografandolo: come si nota, i due colori (bianco e nero), sono invertiti.

Fig. 7 - Al centro dei terminali dei collegamenti stampati, viene lasciato un circoletto bianco, di diametro opportuno, che determina con esattezza la posizione in cui dovrà essere praticato il foro per l'introduzione dei reofori dei componenti.

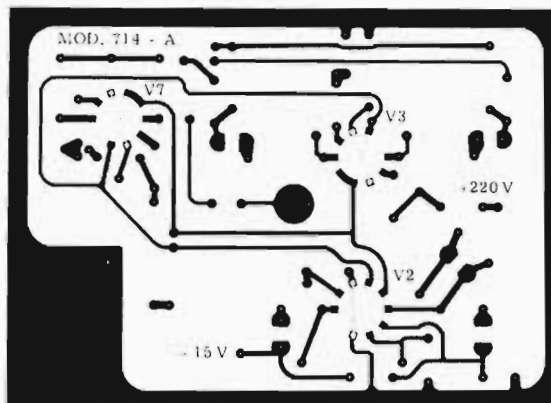



Fig. 8 - Ove necessario, nelle zone inutilizzate del supporto isolante, è possibile applicare dei contrassegni, sempre in rame, per la identificazione del modello, dei punti di riferimento, delle tensioni, ecc.

Circa la tecnica dell'esposizione, occorre specificare che innanzitutto è necessario predisporre la macchina fotografica sull'esatto rapporto di riduzione, opposto a quello di ingrandimento considerato nella preparazione dell'originale: in altre parole, se detto originale è stato eseguito — per le ragioni precedentemente esposte — in dimensioni sei volte maggiori, la fotografia deve essere eseguita portando l'immagine ad una riduzione di sei volte. Ciò è possibile allontanando opportunamente la macchina fotografica dall'originale, e regolando poi la messa a fuoco variando la distanza tra l'obiettivo e l'immagine proiettata. A tale scopo, le macchine usate per effettuare lavori di questo genere sono provviste di una lastra di vetro smerigliato, sulla quale, isolandosi dalla luce ambientale con un panno perfettamente opaco, l'operatore può osservare l'immagine che verrà proiettata sulla pellicola, non appena questa verrà sostituita al vetro citato.

L'operazione di messa a fuoco è di estrema delicatezza, in quanto da essa dipende l'esattezza delle misure del circuito stampato, sempre che si sia osservata la massima precisione nella preparazione dell'originale.

Dopo aver controllato che le dimensioni e la simmetria dell'immagine siano assolutamente esatte, si toglie il vetro smerigliato e lo si sostituisce con uno speciale chassis, nel quale è stata inserita la pellicola.

Occorre assicurarsi che la sua posizione sia tale da non lasciare una parte dell'immagine al di fuori; in altre parole, per ragioni di sicurezza, è bene che la pellicola abbia sempre dimensioni tali da contenere perfettamente tutta l'immagine, oltre ad un margine di almeno uno o due centimetri lungo ogni lato.

Le pellicole adottate in questo lavoro sono del tipo termostabile, ossia sono abbastanza insensibili alle variazioni della temperatura ambiente. Ciò impedisce che una eventuale variazione di temperatura muti, sia pure di poco, le dimensioni dell'immagine, compromettendo la precisione del lavoro.

Prima di effettuare l'esposizione, si controlla che non esistano zone più illuminate di altre. Anzi, ad evitare questo inconveniente, si adottano lampade ad incandescenza di notevole potenza (almeno 500 watt ciascuna) del tipo survoltato, per avere forte intensità luminosa, e per poterle disporre ad una distanza tale da creare sul soggetto uniformità di illuminazione. Le lampade saranno due o quattro, a seconda delle dimensioni del disegno da fotografare.

La durata esatta dell'esposizione dipende dalla sensibilità della pellicola, dall'intensità dell'illuminazione, dal rapporto di riduzione, dalle caratteristiche di luminosità dell'obbiettivo, ed infine dalla distanza tra la macchina e l'originale. Non è quindi possibile dare dei valori esatti: in ogni modo, si tratta sempre di esporre per uno o due minuti, e, date le caratteristiche della pellicola impiegata, tale tempo non è molto critico.

Dopo aver effettuato l'esposizione, si chiude l'obiettivo, e si estrae lo chassis dalla macchina, facendo attenzione che nessuna fonte di luce, che non sia di colore rosso cupo, colpisca direttamente la pellicola esposta.

Lo SVILUPPO del NEGATIVO

Anche la tecnica di sviluppo è abbastanza semplice. Ci limiteremo ad esaminarla per sommi capi, in quanto l'argomento esula in effetti dal nostro programma.

La lastra o pellicola esposta viene immersa — in camera oscura — in una soluzione di sviluppo a base di idrochinone, possibilmente preparata dalla medesima fabbrica che ha prodotto la pellicola adottata. Tale immersione ha una durata che varia dai due ai cinque minuti (a seconda della temperatura della soluzione), e continua finchè, nonostante la scarsa illuminazione da parte della lampada rossa che deve essere presente nella camera di sviluppo, il circuito fotografato sia completamente visibile sulla pellicola.

Lo sviluppo deve essere protratto finchè non si è certi che le zone nere siano diventate perfettamente opache, e facendo attenzione che quelle bianche non tendano ad annerirsi per eccessiva esposizione o per immersione troppo lunga. In genere — tuttavia — il tempo di immersione non è critico, nel senso che trenta secondi in più o in meno non portano dannose conseguenze.

Non appena le zone nere hanno raggiunto l'opacità voluta (per giudicarla, occorre ovviamente una certa esperienza, data solo dalla pratica), la pellicola viene immersa in un bagno di arresto, consistente in una soluzione di acido acetico in acqua. Questo bagno ferma lo sviluppo, ed impedisce che la soluzione relativa presente sulla pellicola estratta dal bagno ne continui il processo.

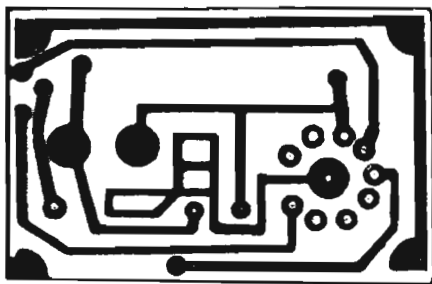



Fig. 9-A - Il disegno originale riproduce, in tutti i suoi dettagli, il circuito stampato in dimensioni molto maggiori.

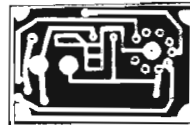



Fig. 9-B - In seguito alla ripresa fotografica, si ottiene un « negativo » del disegno, sul quale le zone bianche e quelle nere risultano invertite. Allorchè si « stampa » il negativo sulla lastra sensibilizzata, si ha una nuova inversione dei due colori, ed il procedimento dà, ancora una volta, una versione positiva.

Il bagno di arresto ha — generalmente — una durata di 15 - 20 secondi, dopo di che la pellicola viene lavata sotto acqua corrente, e successivamente immersa in un terzo bagno, detto di fissaggio, a base di iposolfito di sodio.

Questo bagno asporta tutto l'argento presente nella emulsione della pellicola, che passa in soluzione, lasciando le zone bianche perfettamente trasparenti. Dopo un minuto di immersione, la pellicola può considerarsi fissata, e può quindi essere esposta alla luce bianca senza pericolo di alterare il risultato. Per maggiore sicurezza, e per evitare alterazioni col tempo, il bagno di fissaggio può essere prolungato a piacere.

A questo punto, non resta che sottopporre la pellicola svilupata ad un energico lavaggio sotto acqua corrente, per almeno 30 minuti, dopo di che essa può essere appesa ad asciugare.

Può accadere che, per difetto della pellicola, o per cattivo filtraggio delle soluzioni usate, o ancora per la presenza di polvere sull'emulsione o sul vetro che tratteneva la pellicola nello chassis, si noti la presenza di puntini o tracce trasparenti nelle zone nere. Tali difetti possono essere eliminati (ad essiccazione ultimata) ritoccando il negativo con una sostanza colorante, assolutamente opaca. Nell'eventualità, per contro, che si riscontrasse la presenza di tracce nere nello zone che devono essere invece perfettamente trasparenti, tali tracce potranno essere eliminate con l'aiuto di un semplice temperino.

Ultimate queste operazioni, si è in possesso del negativo a grandezza naturale, col quale è possibile, come vedremo tra breve, ricavare il numero voluto di circuiti stapati. Precisiamo che spesso si fanno più copie della stessa pellicola, onde poter incidere, a seguito di un'unica esposizione, più basette contemporaneamente: ciò, ovviamente, consente una notevole accelerazione nella produzione di serie.

PREPARAZIONE ed ESPOSIZIONE della LASTRA SENSIBILE

Come si è detto all'inizio della lezione, il circuito stampato viene ricavato da una basetta di materiale isolante sulla quale è incollata una lamina di rame purissimo, avente un determinato spessore. Vi è una buona disponibilità di materiale di questo genere, sul mercato. In qualche caso, all'estero, esso è venduto già sensibilizzato, ma, in linea di massima, la sensibilizzazione viene eseguita da chi deve produrre il circuito. Affinchè il lettore possa comprendere anche questa fase, diremo, in proposito, che anzitutto deve essere procurata una apposita soluzione fotosensibile.

Tra i vari prodotti fotosensibili posti in commercio da diverse fabbriche, uno dei più noti è il « photo-resist », della Kodak: si tratta di un liquido che, cosparso su una superficie, si comporta come l'emulsione fotografica, sebbene con molto minore sensibilità.

La caratteristica peculiare di questo materiale è che, una volta esposto alla luce e sviluppato, risulta indurito al punto tale da costituire una vera e propria protezione del rame, tanto da evitarne la corrosione da parte di potenti acidi. Le parti di esso che non ricevono la luce possono essere invece completamente eliminate da solventi organici contenuti nell'apposita soluzione di sviluppo.

Questo materiale fotosensibile, essendo — ripetiamo — allo stato liquido, può essere steso sulla lamina di rame incollata sul supporto isolante, come una comune vernice. A tale scopo, per ottenere uno spessore rigorosamente costante e molto sottile, può essere applicato sia a spruzzo con un normale aerografo, sia versandone una piccola quantità al centro della superfice della lastra, mentre quest'ultima viene fatta ruotare intorno al proprio centro con una velocità di circa 100 giri al minuto. Si ha una distribuzione per forza centrifuga. Una volta ottenuto uno strato uniforme, la lastra viene essiccata, dopo di che può essere esposta come una fotografia, oppure conservata per un tempo indeterminato (anche per mesi): a tale riguardo, il prodotto è stato studiato con caratteristiche di inalterabilità nel tempo da parte dell'umidità e della temperatura.

La lastra sensibilizzata viene messa a contatto con la pellicola negativa del disegno (**figura 10**). La reciproca posizione deve essere tale che le due soluzioni (ossia l'emulsione fotografica della pellicola, e lo strato sensibile depositato sul rame), siano a contatto tra loro. Come si è già detto, la lastra presenta una superficie, tale da contenere più volte, vale a dire diverse volte ripetuto, il disegno circuitale.

L'adesione tra le due superfici a contatto deve essere perfetta, ed a ciò si provvede o mediante pressione da parte di una lastra di vetro di spessore opportuno, o

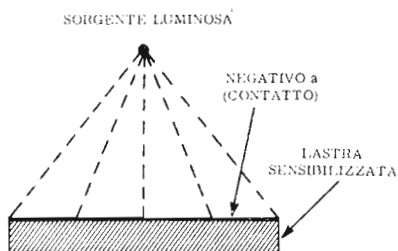



Fig. 10 - Per la stampa del negativo sulla lastra sensibilizzata, si procede analogamente al metodo di stampa di fotografie per contatto. La pellicola negativa viene appoggiata direttamente sull'emulsione sensibile presente sul rame, e la luce (raggi ultravioletti), proveniente dalla sorgente luminosa, colpisce detta emulsione solo attraverso le zone trasparenti, corrispondenti alle zone annerite sul disegno originale.

— meglio ancora — aspirando con una apposita pompa l'aria presente tra di esse. Il vuoto che in tal modo viene a crearsi provoca la perfetta aderenza tra le superfici a contatto.

Ciò fatto, dal lato della pellicola si espone ad una sorgente intensa di raggi ultravioletti, per un tempo variabile a seconda dell'intensità della sorgente. Terminata l'esposizione, il negativo viene separato dalla lastra: il primo, ovviamente, può essere reimpiegato per esporre un'altra lastra, mentre la seconda viene immersa nell'apposita soluzione di sviluppo.

Durante questo procedimento, le zone trasparenti del negativo (corrispondenti ai collegamenti del circuito stampato, riprodotti in nero sull'originale) avendo consentito il passaggio dei raggi ultravioletti, provocano l'indurimento della soluzione ivi depositata. Per contro, le zone nere (corrispondenti a quelle bianche sull'originale), non avendo lasciato passare i raggi durante l'esposizione, mantengono le caratteristiche di solubilità della sostanza fotosensibile. Di conseguenza, in tutte le zone non esposte alla luce, il materiale fotosensibile viene asportato durante il processo di sviluppo, mentre nelle zone esposte il materiale resta sul rame.

Ultimato lo sviluppo, che ha luogo in circa due minuti, la lastra viene immersa per circa 30 secondi in una speciale vernice, che aderisce perfettamente al materiale rimasto sul rame in seguito allo sviluppo. Terminata questa operazione la lastrina viene sottoposta ad un intenso lavaggio con acqua corrente, in seguito al quale il circuito stampato appare in nero sulla superficie di rame, in tutti i suoi dettagli.

La vernice presente sul rame è — ripetiamo — inattaccabile dagli acidi, mentre lo è il rame rimasto scoperto in seguito allo sviluppo. Di conseguenza, immergendo la lastrina in una soluzione corrosiva, in breve tempo viene asportato tutto il rame non protetto, mentre le zone protette dalla vernice fotosensibile indurita, ed ulteriormente dalla tintura nera, restano intatte.

Una volta constatato che tutto il rame è stato asportato dalle zone corrispondenti alle parti bianche del disegno originale, non resta che lavare accuratamente il circuito stampato.

La vernice depositata sul rame che costituisce i collegamenti stampati deve essere a sua volta asportata per consentire la saldatura dei componenti. Ciò può essere effettuato mediante opportuni solventi, a base di benzina, gasolina, trementina o altro.

RIFINITURA del CIRCUITO STAMPATO

La basetta a circuiti stampati così ottenuta può essere utilizzata immediatamente, o conservata per un tempo indeterminato, a seconda delle esigenze. Ovviamente, nel caso che essa venga conservata, occorre prendere speciali precauzioni affinchè la superficie di rame non si ossidi, compromettendo così la saldatura dei componenti al momento dell'impiego. Oltre a ciò, il lavoro di rifinitura consiste nella squadratura, ossia nell'asportazione di una parte del bordo di sicurezza previsto durante la lavorazione, e nella foratura.

Per quest'ultima operazione, nel caso di produzione industriale in serie numerose, esistono macchine perforatrici che effettuano tutti i fori necessari in una sola volta: questa è appunto un'altra ragione per la quale è stata creata la tecnica della griglia modulo, in quanto risulta molto più semplice adattare perfettamente la disposizione delle punte che possono essere installate su tali macchine, alle necessità del singolo circuito.

Ove necessario, lungo il bordo esterno vengono, infine, applicate le pagliette di ancoraggio, o le contattiere alle quali fanno capo i collegamenti esterni.

Per effettuare un efficace controllo del circuito così ottenuto, occorrerebbe un lavoro difficilmente attuabile, atto a stabilire la continuità dei collegamenti, l'isolamento, il grado di umidità, ecc.

In genere, dopo un semplice controllo ottico, si ritiene che il circuito sia normale. Tuttavia, per ovvie precauzioni, allorchè i diversi componenti sono stati applicati sulla basetta, prima dell'impiego, è buona norma collaudare l'intero circuito su un apposito dispositivo, consistente — in pratica — in un apparecchio analogo a quello con cui la basetta dovrà funzionare.

Una volta stabiliti tutti i contatti, il circuito viene fatto funzionare per un certo tempo, durante il quale viene sottoposto a variazioni di temperatura, a vibrazioni, ecc.

L'esito positivo di questo controllo rende il circuito stampato effettivamente disponibile per la produzione.

DOMANDE sulle LEZIONI 136ª e 137ª

N. 1 —
Quale è il vantaggio principale dei circuiti stampati nei confronti del sistema convenzionale?

N. 2 —
Quale è — per contro — lo svantaggio più importante?

N. 3 —
Per quale motivo, in un circuito stampato, esistono collegamenti aventi una larghezza differente da quella degli altri?

N. 4 —
Tra i vari tipi sperimentati, quale è il materiale di supporto di maggiore impiego? Perchè?

N. 5 —
Quali sono i fattori principali dei quali si tiene conto nello stabilire le dimensioni di una basetta?

N. 6 —
Quale è la portata massima di corrente che può essere considerata nel calcolo delle sezioni dei conduttori di un circuito stampato?

N. 7 —
Per quale motivo, al termine di un collegamento, è opportuno creare una superficie, in genere rotonda, più larga del collegamento stesso?

N. 8 —
A cosa serve la « griglia modulo »? Quali sono le sue caratteristiche?

N. 9 —
In quanti modi può essere effettuata la saldatura dei componenti applicati su una basetta stampata?

N. 10 —
Come si effettua la riparazione di un collegamento interrotto?

N. 11 —
Quale è il metodo attualmente in uso per la produzione di circuiti stampati?

N. 12 —
Quale è la prima operazione da compiere nella progettazione di un circuito stampato?

N. 13 —
In quale modo è possibile tracciare la griglia modulo sul disegno originale, senza che essa appaia sulla fotografia?

N. 14 —
Per quale motivo i materiali usati nella preparazione dell'originale, e la pellicola usata per fotografarlo, devono essere « termostabili »?

N. 15 —
Per quale motivo, nelle produzioni di serie, si preferisce disporre di diversi negativi in pellicola del medesimo originale?

N. 16 —
Quale è la differenza che sussiste tra le zone di emulsione, depositata sulla superficie di rame, che non sono state esposte all'azione dei raggi ultravioletti, e quelle che — invece — hanno subito l'esposizione?

RISPOSTE alle DOMANDE di p. 1073

N. 1 — La soppressione di una delle due bande laterali, nonchè quella, parziale, della stessa portante, col vantaggio di un minore ingombro della banda disponibile e di un maggior rendimento.

N. 2 — Si. A tale scopo, è sufficiente farlo seguire da uno stadio duplicatore, nel quale il segnale entrante ha una lunghezza d'onda di 40 metri, mentre il circuito accordato di uscita è sintonizzato sui 20 metri.

N. 3 — Perchè consente la sintonia su qualsiasi frequenza libera della gamma scelta, al momento della trasmissione, senza sostituzione di alcun componente, mediante la semplice rotazione di un'unica manopola.

N. 4 — Le variazioni di temperatura, quelle di tensione, e le vibrazioni meccaniche, che — a loro volta — variano le capacità interelettrodiche.

N. 5 — Usando bobine ad alto Q, con capacità di alto valore. In tal caso, le variazioni della capacità interelettrodica, percentualmente trascurabili, hanno scarsa influenza.

N. 6 — Nel sovrapporre due frequenze, una fissa ed una variabile, entrambe di valore basso, per ottenere una terza frequenza (somma) del valore voluto.

N. 7 — Nel primo, l'ampiezza di banda raddoppia col raddoppiare della frequenza: nel secondo — invece — resta costantemente pari a quella dell'oscillatore a frequenza variabile.

N. 8 — Perchè diversamente, a causa della vicinanza, il trasmettitore invierebbe al ricevitore segnali di intensità tale da compromettere gravemente le possibilità di ricezione.

N. 9 — Perchè sia l'oscillatore a frequenza variabile, che quello a frequenza fissa, funzionano su una lunghezza d'onda ben diversa da quella di ricezione.

N. 10 — La massima frequenza è di 3,5 kHz, e ciò allo scopo di limitare a 7 kHz l'ampiezza della banda occupata da ogni singola emittente; beninteso, ciò è vero per la normale modulazione di ampiezza, a doppia banda laterale.

N. 11 — Mediante un apposito commutatore (generalmente abbinato a quello di Ricezione/Trasmissione) che commuta l'antenna tra l'uscita del trasmettitore, e l'entrata del ricevitore.

N. 12 — Adottando un modulatore del tipo « bilanciato », grazie al quale la portante applicata al suo ingresso viene neutralizzata all'uscita. La banda laterale può essere soppressa mediante l'introduzione di filtri selettivi, (a induttanza e capacità) o anch'essa a mezzo del circuito « bilanciato ».

N. 13 — Perchè detto trasformatore è del tipo a banda passante, ossia è accordato in modo da trasferire quasi uniformemente una banda di frequenze, corrispondente appunto ad una delle bande riservate ai dilettanti.

N. 14 — Sintonizzare $L3$ sulla frequenza di funzionamento.

N. 15 — A verificare le condizioni di risonanza della valvola, nel qual caso la corrente è minima, senza il carico d'antenna.

REGOLAMENTO INTERNAZIONALE delle TELECOMUNICAZIONI (seguito)

Riprendiamo il testo del regolamento, già pubblicato in parte. La tabella che segue elenca l'assegnazione delle frequenze a seconda dei servizi, nelle tre regioni: Regione 1 = Europa ed Asia Sovietica: Regione 2 = America del Nord e del Sud; Regione 3 = Africa, Oceania, ed Asia propriamente detta.

BANDA di FREQUENZE	REGIONE 1	REGIONE 2	REGIONE 3
kHz			
1800-2000		AMATORI STAZIONI FISSE STAZIONI MOBILI ECCETTO MOBILI AERONAUTICI RADIONAVIGAZIONE	AMATORI STAZIONI FISSE STAZIONI MOBILI ECCETTO MOBILI AERONAUTICI RADIONAVIGAZIONE
3500-3800	AMATORI STAZIONI FISSE STAZIONI MOBILI ECCETTO MOBILI AERONAUTICI	AMATORI STAZIONI FISSE STAZIONI MOBILI ECCETTO MOBILI AERONAUTICI	AMATORI STAZIONI FISSE STAZIONI MOBILI
3800-3900	STAZIONI MOBILI AERONAUTICHE STAZIONI FISSE STAZIONI MOBILI TERRESTRI	AMATORI STAZIONI FISSE STAZIONI MOBILI ECCETTO MOBILI AERONAUTICI	AMATORI STAZIONI FISSE STAZIONI MOBILI
3900-3950	STAZIONI MOBILI AERONAUTICHE	AMATORI STAZIONI FISSE STAZIONI MOBILI NON AERONAUTICHE	STAZIONI MOBILI AERONAUTICHE RADIODIFFUSIONE
3950-4000	RADIODIFFUSIONE STAZIONI FISSE	AMATORI STAZIONI FISSE STAZIONI MOBILI NON AERONAUTICHE	RADIODIFFUSIONE STAZIONI FISSE
7000-7100	AMATORI	AMATORI	AMATORI
7100-7150	AMATORI RADIODIFFUSIONE	AMATORI	RADIODIFFUSIONE AMATORI
7150-7300	RADIODIFFUSIONE	AMATORI	RADIODIFFUSIONE
14000-14350 21000-21450 28000-29700	AMATORI	AMATORI	AMATORI
MHz			
50-54	RADIODIFFUSIONE	AMATORI	AMATORI
144-146	AMATORI	AMATORI	AMATORI
146-148	STAZIONI MOBILI AERONAUTICHE	AMATORI	AMATORI
220-225	RADIONAVIGAZIONE AEREA	AMATORI	RADIONAVIGAZIONE AEREA
420-450	AMATORI RADIONAVIGAZIONE AEREA	AMATORI RADIONAVIGAZIONE AEREA	AMATORI RADIONAVIGAZIONE AEREA
450-460	AMATORI	RADIONAVIGAZIONE AEREA	RADIONAVIGAZIONE AEREA
1215-1300	AMATORI	AMATORI	AMATORI
2300-2450	AMATORI	AMATORI	AMATORI
3300-3500	STAZIONI FISSE STAZIONI MOBILI RADIONAVIGAZIONE	AMATORI	STAZIONI FISSE AMATORI STAZIONI MOBILI RADIONAVIGAZIONE
5650-5850	AMATORI	AMATORI	AMATORI
5850-5925	STAZIONI FISSE STAZIONI MOBILI	AMATORI	STAZIONI FISSE STAZIONI MOBILI
10.000-10.500	AMATORI	AMATORI	AMATORI

ARTICOLO 13

Sezione 1: Interferenze generali

Le trasmissioni inutili e le trasmissioni di segnali o di corrispondenze superflue sono vietate a tutte le stazioni. Tutte le stazioni sono tenute a limitare la potenza irradiata, al minimo necessario per poter assicurare un servizio soddisfacente.

Per evitare interferenze:

— il luogo dove viene piazzato il trasmettitore deve essere scelto con cura particolare.

— l'irraggiamento nelle direzioni inutili deve, allorchè la natura del servizio lo permette, essere ridotto il più possibile, prendendo il massimo utile delle proprietà delle antenne direttive.

Tenuto conto tanto delle considerazioni pratiche e tecniche quanto della natura del servizio da assicurare, si deve far uso della classe di emissione occupante la banda di frequenza più stretta.

Se un trasmettitore produce interferenze nocive a causa della intensità delle sue armoniche, o di altre emissioni non essenziali, devono essere adottati provvedimenti speciali per eliminare tali disturbi nocivi.

Sezione 2: Disturbi industriali

Le Amministrazioni prendono tutte le misure pratiche necessarie perchè il funzionamento degli apparecchi ed installazioni elettriche di qualsiasi specie non possano causare disturbi dannosi ad un servizio radio elettrico espletato conformemente al presente regolamento.

Sezione 3: Caso particolare di disturbo

Salvo nel caso di emergenza, le comunicazioni tra stazioni navali o stazioni navali e aeronavali non devono interferire col lavoro delle stazioni costiere. Quando questo lavoro è così interferito, le stazioni navali o aeronavali che ne sono la causa, devono cessare le loro emissioni o cambiare frequenza, a richiesta della stazione costiera interessata.

Sezione 4: Prove

Prima di autorizzare esperimenti e prove ad una stazione, ciascuna Amministrazione prescrive, allo scopo di evitare inutili interferenze che siano prese tutte le precauzioni quali: scelta della frequenza e dell'ora, riduzione e, se possibile, soppressione dell'irradiazione. Tutti i disturbi nocivi derivant da prove ed esperimenti devono essere eliminati il più rapidamente possibile. I segnali di prova e di aggiustaggio devono essere scelti in maniera tale da non produrre confusione con altro segnale, od abbreviazione di significato particolare definito dal presente regolamento o dal codice internazionale di segnali.

Sezione 5: Identificazione dei segnali

La trasmissione dei segnali di cui non siano dati gli elementi per l'identificazione, è vietata a tutte le stazioni. Al fine di rendere più rapida possibile l'identificazione della stazione, le stazioni provviste di un nominativo devono, salvo che il presente regolamento non disponga altrimenti, trasmettere il loro nominativo nel corso delle loro emissioni, tanto frequentemente quanto è pratico e ragionevole fare.

Qualsiasi stazione che fa emissione per prove, regolaggi od esperienze, deve, nel corso di tali emissioni, trasmettere, in quanto sia possibile con lentezza il proprio nominativo di chiamata e, in caso di necessità, il suo nome, ad intervalli frequenti.

ARTICOLO 14: Procedura contro i disturbi

In caso di giustificata interferenza, l'Amministrazione del Paese, da cui dipende la stazione interferente o, in certi casi, l'ufficio centralizzatore di controllo, richiede l'aiuto di altre amministrazioni, uffici centralizzatori, e altre organizzazioni in vista dell'esecuzione di osservazioni e misure necessarie per l'identificazione della causa e la determinazione delle responsabilità del disturbo. Una volta determinata la causa e le caratteristiche del disturbo, l'Amministrazione o l'ufficio centralizzatore informa l'Amministrazione del Paese da cui dipende la stazione interferente, ovvero l'Ufficio centralizzatore di questo Paese, dando tutte le informazioni utili perchè questa Amministrazione o l'ufficio centralizzatore possa prende tutte le misure necessarie per eliminare il disturbo.

L'Amministrazione da cui dipende la stazione d'ascolto dove è stata constatata l'interferenza o l'ufficio centralizzatore di questo Paese, possono ugualmente intervenire rispettivamente, presso l'Amministrazione da cui dipende la stazione interferente o il suo ufficio centralizzatore.

Se l'interferenza persiste, malgrado i precedenti interventi, l'amministrazione da cui dipende l'emittente disturbata, ovvero l'amministrazione da cui dipende la stazione d'ascolto che constata l'interferenza, possono inviare all'Amministrazione da cui dipende la stazione interferente un rapporto d'irregolarità o di infrazione.

Allorchè esiste una organizzazione internazionale per un servizio determinato, i rapporti d'irregolarità o d'infrazione relativi a disturbi, causati dalle stazioni di questo servizio, possono essere inviati a questa organizzazione allo stesso tempo che sono inviati all'amministrazione o all'ufficio centralizzatore interessato.

Se gli interferenti succitati non producono risultati soddisfacenti, l'amministrazione interessata trasmette la cartella del caso per informazione al Comitato Internazionale d'assegnamento delle frequenze.

Le infrazioni alla convenzione e al Regolamento delle radiocomunicazioni sono segnalate alle loro rispettive Amministrazioni dagli organismi di controllo, dalle stazioni o dagli ispettori che lo rilevano.

Nel caso che una stazione commetta delle infrazioni gravi, le lamentele ad esse relative, devono essere fatte all'amministrazione del paese da cui dipende questa stazione dalle amministrazioni che le constatino.

Se una amministrazione viene a conoscenza di una infrazione alla Convenzione o ai regolamenti delle radiocomunicazioni, commesse in una stazione da esse autorizzata, fa un accertamento dei fatti, determina la responsabilità e adotta i provvedimenti necessari.

ARTICOLO 15: Rapporto sulle infrazioni.

Le infrazioni alla convenzione ed ai regolamenti delle radiocomunicazioni sono segnalate alle rispettive Amministrazioni dagli organi di controllo, le stazioni o gli ispettori che le constatino.

Nel caso che una stazione commetta delle infrazioni importanti, le segnalazioni relative devono essere fatte all'amministrazione del Paese da cui questa stazione dipende, dalle amministrazioni che le constatino.

Se una amministrazione viene a conoscenza di una infrazione alla Convenzione o ai regolamenti delle radiocomunicazioni commessa da una stazione compresa nella sua giurisdizione, essa constata i fatti, fissa le responsabilità e prende le misure necessarie.

ARTICOLO 16: Scelta degli apparecchi

La scelta degli apparecchi e dei dispositivi da impiegare nelle stazioni è libera, a condizione che il loro funzionamento e le loro emissioni soddisfino le condizioni stipulate dal presente Regolamento.

Tuttavia nei limiti compatibili con le considerazioni pratiche, la scelta degli apparecchi di emissione, di ricezione, e di misura, deve ispirarsi ai più recenti progressi della tecnica, come quelli indicati nelle raccomandazioni del CCIR.

ARTICOLO 17: Qualità delle emissioni

Le stazioni devono conformarsi alle tolleranze di frequenza indicate nel presente regolamento. La larghezza di banda delle emissioni, il livello delle armoniche a frequenza radioelettrica, e le emissioni non essenziali devono essere mantenuti al valore più basso permesso dallo stato della tecnica e dalla natura del servizio da assicurare.

Al fine di assicurare il rispetto del presente regolamento, le amministrazioni prendono le disposizioni necessarie perchè siano fatte frequenti misure sulle emissioni delle stazioni poste sotto la loro giurisdizione. La tecnica da applicare per queste misure deve essere conforme alle più recenti raccomandazioni del CCIR. Le amministrazioni devono cooperare per la ricerca e l'eliminazione delle interferenze utilizzando il metodo descritto nell'art. 18 e seguendo la procedura descritta nell'art. 14.

ARTICOLO 18: Controllo internazionale delle emissioni

Le disposizioni dell'articolo precedente possono essere applicate grazie all'impiego delle stazioni di controllo. Queste stazioni possono essere operate da una amministrazione o da un ente pubblico o privato, riconosciuto dalla sua amministrazione, o da un servizio di controllo comune stabilito da due o più paesi, o da una organizzazione internazionale. Le amministrazioni si accordano nel cooperare per stabilire un sistema di controllo internazionale, e, nel limite possibile, per l'organizzazione degli altri controlli, sulla base delle raccomandazioni del Comitato Consultivo internazionale delle radiocomunicazioni (CCIR). Le stazioni di controllo succitate potranno far parte di questo sistema. Provvisoriamente le amministrazioni effettuano, nella misura che stimano possibile, i controlli che possono essere loro richiesti dal Comitato Internazionale Assegnamento Frequenze (IFRB) e dalle altre amministrazioni membri dell'Unione, o da altre organizzazioni funzionanti nel quadro dell'Unione. I risultati di questi controlli sono inviati all'IFRB nello stesso tempo che all'amministrazione o alle organizzazioni direttamente interessate, in maniera tale che l'IFRB, possa prendere nota di questi risultati.

Nella misura considerata possibile dall'amministrazione interessata, tutte le stazioni di controllo di un paese o d'una organizzazione internazionale, corrispondono e trasmettono i loro risultati delle misurazioni a mezzo di un ufficio centralizzatore unico. Quando un tale ufficio esiste, esso riceve direttamente tutte le richieste di controllo emanate dall'IFRB o dagli altri uffici centralizzatori similari di altri paesi, o delle altre organizzazioni internazionali interessate. Esso trasmette similmente i risultati all'organismo che ha richiesto questo controllo, così come l'IFRB.

Le disposizioni di questo articolo non si applicano nel caso di accordi di controllo privato, conclusi con fini particolari di amministrazioni, organizzazioni internazionali o enti pubblici e privati. Dopo la pubblicazione da parte del CCIR di un avviso relativo alle norme tecniche del lavoro che devono essere applicate dalle differenti categorie di stazioni di controllo e dopo lo scadere dei limiti di tempo previsti in questo avviso per l'applicazione delle nuove norme tecniche, l'IFRB potrà riconoscere provvisoriamente queste norme tecniche come norme pratiche generali.

Sarà di pertinenza dell'amministrazione o delle organizzazioni internazionali il determinare se le loro stazioni di controllo soddisfano a queste norme tecniche. Esse notificheranno al Segretario Generale dell'Unione i nomi e le posizioni delle stazioni suscettibili di partecipare al servizio, così come gli indirizzi postali e telegrafici a cui le richieste di informazioni relative al controllo devono essere inviate, la notificazione dovrà comprendere una dichiarazione delle misure adottate da queste stazioni. Il Segretario Generale pubblicherà periodicamente una lista delle stazioni di controllo con le altre informazioni connesse così notificate, includendo una lista, delle norme in vigore riconosciute dall'IFRB. Allorchè i risultati forniti da una stazione di controllo paiono alla IFRB dubbiosi e insufficienti per i suoi scopi, l'IFRB ne avviserà, a mezzo del Segretario Generale dell'Unione, l'amministrazione e l'organizzazione internazionale interessata dando i dettagli necessari.

L'IFRB, tiene un registro dei risultati che gli sono forniti dalle stazioni partecipanti al controllo internazionale. Per ciascuna serie di misure, essa mette in evidenza la precisione stimata che deriva dalle misurazioni eseguite dalla stazione di controllo.

L'IFRB prepara periodicamente, con l'aiuto del Segretario Generale dell'Unione, che è incaricato di pubblicare dei sommari dei risultati dei controlli utili da lui ricevuti, aggiungendo una lista delle stazioni che hanno fornito questi risultati.

ARTICOLO 19: Nominativi

Tutte le stazioni destinate alla corrispondenza pubblica internazionale, tutte le stazioni di amatori e tutte le altre stazioni suscettibili di causare delle dannose interferenze al di fuori delle frontiere dei paesi da cui dipendono devono possedere dei nominativi di chiamata, presi dalla serie internazionale attribuita al loro paese secondo apposite tabelle.

Tuttavia non è obbligatorio attribuire nominativi di chiamata a stazioni che possono essere facilmente identificate in altre maniere e i cui segnali di identificazione o le caratteristiche d'emissione sono pubblicate da documenti internazionali.

Allorchè una stazione fissa impiega, nel servizio internazionale, più d'una frequenza, ciascuna frequenza è identificata da un nominativo di chiamata distinto, utilizzato unicamente per questa frequenza.

Quando una stazione di radiodiffusione impiega, nel servizio internazionale più di una frequenza, ciascuna è identificata o da un nominativo di chiamata distinto usato unicamente per queste frequenze, o da altri sistemi appropriati, quale l'annuncio del luogo geografico e della frequenza impiegata. Quando una stazione terrestre impiega più di una frequenza, le frequenze utilizzate possono, a titolo facoltativo, essere identificate da nominativi di chiamata distinti. Ogni paese sceglie i nominativi di chiamata delle sue stazioni nella serie internazionale che gli è attribuita e notifica al Segretario Generale dell'Unione i nominativi di chiamata che

ha assegnato. Questa disposizione si applica nel caso di nominativi di chiamata assegnati a stazioni d'amatori o a stazioni sperimentali.

Il Segretario Generale dell'Unione si accerterà che uno stesso nominativo non sia assegnato più d'una volta e che non siano assegnati nominativi di chiamata che potrebbero essere confusi con segnali d'emergenza, o con altri segnali della stessa natura.

Serie di nominativi assegnati all'Italia: IAA - IZZ.

Formazione dei nominativi: I nominativi di chiamata delle serie internazionali sono formati come si è indicato qui di seguito, tenendo conto che, in certi casi la prima lettera è sostituita da un numero:

a) Stazioni terrestri e fisse: tre lettere o tre lettere seguite da non più di tre numeri (diversi da 0 e 1 in caso che seguino immediatamente una lettera). Le stazioni che impiegano la telefonia, possono usare come nominativo il nome geografico del luogo seguito se necessario da appropriate indicazioni (ad es. RADIO in caso di stazioni costiere). Tuttavia si raccomanda che, entro i limiti del possibile, le stazioni costiere e aeronautiche usino nominativi composti di tre lettere, o tre lettere seguite da un solo numero diverso da 0 e 1; in caso che le stazioni fisse usino nominativi formati da tre lettere seguite da due numeri (diversi da 0 e 1 se seguono immediatamente la lettera).

Le stazioni aeronautiche in telefonia possono usare per nominativo il nome dell'aeroporto o il nome geografico del posto come figura nella nomenclatura delle stazioni aeronautiche e avionautiche, seguite dalla parola TORRE o da altre parole appropriate..

b) Stazioni mobili navali: nominativo formato da 4 lettere, ovvero se la stazione lavora in telefonia, da due o tre lettere, seguite da quattro numero (diversi da 0 e 1 se seguono immediatamente una lettera), o dal nome della nave, come appare nei documenti internazionali, preceduto se necessario, dal nome del proprietario.

c) Stazioni mobili aeronautiche, nominativo formato da cinque lettere, ovvero se la stazione lavora in telefonia, da una combinazione di caratteri corrispondenti alla targa d'immatricolazione ufficialmente attribuita all'aeronave.

d) Stazione su imbarcazione, zattera o altri mezzi di salvataggio: nominativo costituito dal nominativo della nave o aeronave base.

e) Stazioni mobili non navali o aeronavali: nominativo costituito da 4 lettere seguite da una sola cifra (diversa da 0 e 1) ovvero, se la stazione lavora in telefonia, da due o tre lettere seguite da quattro numeri (diversi da 0 e 1) o dall'indicazione dell'identità del veicolo o altre indicazioni appropriate.

f) Stazione d'amatori e stazioni sperimentali: una o due lettere e un solo numero (che non sia 0 o 1) seguiti da un gruppo di non più di tre lettere. Tuttavia l'interdizione per i numeri 0 e 1, non si applica per le stazioni d'amatore.

Nel servizio aeronautico mobile, dopo che sia stata stabilita una comunicazione a mezzo del nominativo completo, la stazione aviomontata può usare, se non vi sia rischio di confusione, un nominativo abbreviato costituito:

In telegrafia, dal primo carattere e dalle due ultime lettere del nominativo completo di cinque lettere.

In telefonia, dall'abbreviazione del nome del proprietario dell'aeronave (compagnia o privato) seguita dalle due ultime lettere del nominativo o dai due ultimi caratteri della targa di immatricolazione, o dal numero di riferimento del volo.

Queste disposizioni possono essere completate o modificate per accordi presi tra i paesi interessati.

Le 26 lettere dell'alfabeto, così come i numeri nei casi contemplati in conformità a quanto detto sopra, possono essere usati per formare i nominativi di chiamata. Sono escluse le lettere accentate.

Tuttavia non possono essere impiegate come nominativi di chiamata le combinazioni seguenti:

a) combinazioni che potrebbero essere confuse con segnali d'emergenza o altri segnali della stessa natura.

b) combinazioni riservate per abbreviazioni da usare nel servizio di radiocomunicazione.

c) per le stazioni d'amatori, combinazioni comincianti con un numero e seguite dalle lettere O ovvero I.

Alcune combinazioni di quattro lettere comincianti con la lettera A, che sono utilizzate nella parte geografica del codice internazionale dei senali, devono essere d'impiego limitato ai casi dove non possa sorgere alcun rischio di confusione.

I segnali distintivi attribuiti alle navi per le segnalazioni visuali e auditive devono, in generale, concordare con i nominativi di chiamata delle stazioni della nave.

Ciascun paese si riserva le sue misure d'identificazione per le stazioni che utilizza per la difesa nazionale, tuttavia deve impiegare, per quanto sia possibile nominativi di chiamata riconoscibili come tali e contenenti le lettere distintive della sua nazionalità.

ARTICOLO 21: Segreto

Le amministrazioni s'impegnano a prendere tutte le misure necessarie per proibire e reprimere:

a) L'intercettazione, senza autorizzazione, di radiocomunicazioni che sono destinate all'uso generale del pubblico.

b) La divulgazione del contenuto o semplicemente dell'esistenza, la pubblicazione o ogni altro uso, senza autorizzazione, delle informazioni di qualsiasi natura ottenute intercettando le radiocomunicazioni.

ARTICOLO 22: Licenza

Nessuna stazione trasmittente può essere impiantata, o esercitata da un privato o da un ente qualsiasi senza licenza rilasciata dal Governo del paese da cui la stazione dipende.

Le stazioni mobili che hanno il loro porto d'attacco, in una colonia, un territorio sotto protettorato o mandato, un territorio d'oltremare, possono essere considerate, per quanto concerne l'emissione di licenze, come dipendenti dall'autorità di queste colonie, di questi territori o protettorati.

Il titolare di una licenza è tenuto ad osservare il segreto delle radiocomunicazioni, come previsto altrove in questo regolamento.

Inoltre la licenza stipula che, se la stazione comporta un ricevitore, è vietato captare le corrispondenze di radiocomunicazione che non siano quelle che è autorizzato a ricevere e che, nel caso che tali corrispondenze siano involontariamente ricevute, non debbano essere riprodotte nè comunicate a terzi, nè utilizzate per un qualunque fine, e la stessa loro esistenza non deve essere rivelata.

Allo scopo di facilitare la verificazione delle licenze

emesse a delle stazioni mobili, si aggiungerà, se necessario, al testo redatto nella lingua nazionale, una traduzione in una lingua largamente usata nelle relazioni internazionali.

Il Governo che emette una licenza a una stazione mobile, vi menziona in termini precisi i particolari segnaletici della stazione, ivi compresi il suo nome, nominativo di chiamata e la categoria, in cui è classificata, dal punto di vista della corispondenza pubblica, così come le caratteristiche generali dell'installazione principale e, nel caso, l'installazione di soccorso.

ARTICOLO 42: Stazioni d'amatori.

Le radiocomunicazioni tra stazioni d'amatori di paesi differenti sono vietate se l'amministrazione di uno dei paesi interessati ha notificato la sua opposizione.

Le trasmissioni fra stazioni d'amatori di paesi differenti, quando sono permesse, devono effettuarsi in linguaggio chiaro ed essere limitate a messaggi di carattere tecnico riguardanti esperimenti e osservazioni di carattere puramente personale, i quali a motivo della loro poca importanza, non giustificano che si faccia ricorso al servizio pubblico delle telecomunicazioni.

E' assolutamente vietato far uso delle stazioni d'amatori per trasmettere comunicazioni internazionali provenienti o destinate a terze persone.

Le disposizioni che precedono possono tuttavia essere modificate mediante speciali accordi tra i Governi interessati.

Ogni persona che manipola gli apparecchi di una stazione d'amatore, deve aver dato prova che essa, è idonea alla trasmissione o al ricevimento a udito dei segnali del codice Morse. Le amministrazioni interessate possono non esigere tale requisito, quando trattasi di stazioni che fanno esclusivamente uso di frequenze superiori ai 1000 Mc/s.

Le amministrazioni prendono i provvedimenti che ritengono necessari per verificare la capacità tecnica di chiunque debba manovrare gli apparecchi di una stazione di amatore.

La potenza massima delle stazioni d'amatori è fissata dalle amministrazioni interessate, tenendo conto delle qualità tecniche degli operatori e delle condizioni nelle quali dette stazioni devono lavorare.

Tutte le regole generali della Convenzione del presente Regolamento si applicano alle stazioni d'amatori. In particolare la frequenza emessa deve essere costante ed esente da armoniche quanto lo permettono lo stato della tecnica per stazioni di tal genere.

Durante le loro trasmissioni le stazioni d'amatori devono trasmettere il loro indicativo di chiamata a brevi intervalli.

Per facilitare al lettore che intendesse dedicarsi alla trasmissione dilettantistica lo svolgimento delle pratiche necessarie, pubblichiamo il «fac-simile» delle domande che devono essere inoltrate al Ministero PPTT per l'ottenimento della patente e, successivamente, della licenza relativa.

Specifichiamo che la licenza può essere concessa solo a chi abbia superato il 18° anno di età, e che, fino al 21° anno, occorre anche il certificato (legalizzato) di assunzione delle responsabilità da parte del padre o di chi ne fa le veci.

1) Domanda per la patente di radiooperatore (su carta da bollo da L. 200)

Al Ministero PPTT, servizio Radio, Uff. 1, Roma

Il sottoscritto . . . . , nato a . . . . , il . . . . , residente a . . . . in Via . . . . , al fine di ottenere la patente di radiooperatore di classe . . . (1), chiede a codesto On.le Ministero di essere ammesso agli esami che si terranno presso il Circolo costruzioni TT di . . . . , (2).

Allega alla presente domanda:

a) due fotografie, di cui una legalizzata;

b) attestazione del versamento di L. 500, sul c/c postale 1/206, intestato al Ministero PPTT, servizio Radio, Uff. 1, Roma;

c) una marca da bollo da L. 100.

Il sottoscritto si riserva di presentare tutti gli altri documenti, come dalle norme in vigore, non appena conosciuto l'esito dell'esame, per ottenere la licenza di trasmissione.

Con osservanza . . . . (firma) . . . .

2) Domanda per la licenza di trasmissione (su carta da bollo da L. 200)

Al Ministero PPTT, servizio Radio, Uff. 1, Roma

Il sottoscritto . . . . , nato a . . . . . il . . . . , residente a . . . . , in Via . . . . , avendo conseguito la patente di radiooperatore di . . . . (1) classe, all'esame sostenuto il . . . . , presso il circolo costruzioni TT di . . . . , chiede a codesto On.le Ministero la concessione della licenza di . . (1) . . classe per l'impianto e l'esercizio della sua stazione di amatore, sita nella sua abitazione di Via . . . . , ai sensi dell'articolo 1 del Decreto Presidenziale 14/1/1954, N. 598.

Allega i seguenti documenti:

a) planimetria del luogo ove sarà installata la stazione;

b) descrizione sommaria delle apparecchiature dell'impianto, con indicazione della potenza del trasmettitore;

c) ricevuta dell'abbonamento alle radioaudizioni;

d) ricevuta del versamento di L. . . . . (1) sul c/c postale 1/206, intestato al Ministero PPTT, servizio Radio, Uff. 1, Roma, quale tassa di esercizio prevista per la . . . . (1) classe;

e) una marca da bollo da L. 100.

Il sottoscritto dichiara che si atterrà alle norme di impianto e di esercizio emanate e da emanarsi da codesto On.le Ministero.

Con osservanza . . . . (firma) . . . .

(1) 1ª classe (50 watt, L. 3.000, 40 caratteri al minuto in grafia).
2ª classe (150 watt, L. 4.000, 60 caratteri al minuto in grafia).
3ª classe (300 watt, L. 6.000, 80 caratteri al minuto in grafia).

(2) Le sedi di Circolo Costruzioni TT, presso le quali possono essere sostenuti gli esami, sono le seguenti: Ancona, Bari, Bologna, Bolzano, Cagliari, Firenze, Genova, Messina, Milano, Napoli, Palermo, Reggio Calabria, Roma, Sulmona, Torino, Udine, Venezia, Verona.

Al termine del « Corso di RADIOTECNICA » l'attesa pubblicazione delle Edizioni Radio e Televisione........

Un fascicolo alla settimana per oltre otto mesi, con lezioni a carattere tecnico e lezioni a carattere pratico. Sarà descritta, tra l'altro, la costruzione di un televisore da 23 pollici con tubo a 110° e ricezione dei due programmi. Costruzione **razionale, semplice** e **convenientissima** in quanto permetterà, a chi desidera effettuarla, di realizzare un modernissimo apparecchio con una spesa — rateale — pari a poco più della metà di quella di un televisore del commercio corrispondente. Circuiti stampati, pretarati.

Un « Corso » che non ha eguali per chiarezza di esposizione e ricchezza di contenuto. Su di esso continuerà il Dizionario tecnico dall'inglese, iniziato sul presente Corso.

all'edicola

nuovo Numero

Se siete interessati alla televisione, alla radiotecnica, all'elettronica applicata, è nel Vostro reale tornaconto seguire questa rassegna che, mensilmente, con i suoi numerosi articoli, Vi consente un aggiornamento completo con la costante evoluzione della tecnica e del mercato.

ABBONATEVI !

Abbonamento per 12 Numeri. . . . . lire 3.060.
Per gli abbonati al "Corso di Radiotecnica,, ... solo lire 2.754.

Abbonamento: "RADIO e TELEVISIONE,, - via dei Pellegrini N. 8/4, conto corrente postale: 3/4545 - Milano

corso di
RADIOTECNICA

pubblicazione settimanale 9 - 16 settembre 1961 - un fascicolo lire 150 47° numero

corso di
RADIOTECNICA

settimanale a carattere culturale

Direzione, Amministrazione, Pubblicità:
Via dei Pellegrini 8/4 - Telef. 593.478
MILANO

Ogni fascicolo — contenente 3 lezioni — costa lire 150, acquistato alle edicole.

Se l'edicola risulta sprovvista, o si teme di rimanere privi di qualche numero, si chieda invio settimanale direttamente al proprio domicilio a mezzo abbonamento.

Il versamento per ricevere i 52 fascicoli costituenti l'intero Corso è di lire 6500 + I.G.E. = lire 6630. A mezzo vaglia postale, assegno bancario, o versamento sul conto corr. postale 3/41.203 del « Corso di RADIOTECNICA » - Via dei Pellegrini 8-4 - Milano. In ogni caso, scrivere in modo molto chiaro e completo il proprio indirizzo.

L'abbonamento può essere effettuato in qualsiasi momento; si intende comprensivo delle lezioni pubblicate e dà diritto a ricevere tali lezioni, che saranno inviate con unica spedizione.

Estero: abbonamento al Corso, Lit. 8.500. ($ 15). Numeri singoli Lit. 300 ($ 0,50).

Per i cambi di indirizzo durante lo svolgimento del Corso, unire lire 100, citando sempre il vecchio indirizzo.

Fascicoli singoli arretrati — se disponibili — possono essere ordinati a lire 300 cadauno.

Non si spedisce contrassegno.

Distribuzione alle edicole di tutta Italia: Diffus. Milanese - Via Soperga, 57 - Milano.

Direttore responsabile: Giulio Borgogno.

Autorizzaz. N. 5357 - Tribunale di Milano.

Stampa: Intergrafica S.r.l. - Cologno Monzese.

La Direzione non rivende materiale radio; essa può comunicare, se richiesta, indirizzi di Fabbricanti, Importatori, Grossisti ecc. in grado di fornire il necessario ed ai quali il lettore può rivolgersi direttamente.

Alla corrispondenza con richiesta di informazioni ecc. si prega allegare sempre il **francobollo per la risposta.**

Parte del testo e delle illustrazioni è dovuta alla collaborazione del Bureau of Naval Personnel, nonchè al Dept. of the Army and the Air Force - U.S.A.

A chi può essere utile questo Corso? Anzitutto — stante la sua impostazione — il Corso, basato sull'esposizione in forma a tutti accessibile, della radiotecnica, dai suoi elementi basilari alla evoluzione più recente, rappresenta la forma ideale per tutti coloro che intendono dedicarsi all'elettronica, sia come forma ricreativa sia — soprattutto — per l'acquisizione di una professione specializzata che possa procurare loro una posizione di privilegio in seno alla società odierna.

Anno per anno, la nostra civiltà si indirizza sempre più verso questa meravigliosa, si potrebbe dire fascinosa, elettronica, che nel modo più evidente consente sviluppi impensati, progressi grandiosi e una rapida evoluzione di tutti gli altri rami dello scibile che essa tocca e influenza.

L'industria, tutta l'industria, nel senso più ampio, da quella elettrotecnica a quella meccanica, alla metallurgica, alla chimica ecc., con i suoi laboratori di ricerca e le sue fabbriche richiede, e richiederà sempre più, con un ritmo rapidamente crescente, tecnici specializzati con conoscenza dell'elettronica, tecnici specificatamente elettronici e persino operai e impiegati di ogni ordine e categoria con cognizioni di elettronica.

Si può dire che anche le branche commerciali, quelle dei trasporti e persino quelle amministrative con le recenti introduzioni delle calcolatrici, abbisognano di personale che conosca i principi dell'elettronica, le macchine relative, il loro pieno sfruttamento, la eventuale riparazione ecc. e, quanto più in modo completo, quanto meglio.

Nasce, da una tale situazione, una logica conseguenza: per la scelta di una professione o di un mestiere, per un miglioramento della propria posizione sociale, per l'intrapresa di una libera attività o anche per la sola acquisizione di cognizioni che indubbiamente verranno oltremodo utili, è quanto mai opportuno riflettere se non sia conveniente dedicare un po' di tempo allo studio di questa scienza che ha tra l'altro il pregio di rendersi immediatamente attraente, concreta, accessibile e foriera di moltissime soddisfazioni.

A questo scopo appunto, e con questi intenti, è stato redatto questo Corso.

Non mancano invero altri corsi (specie per corrispondenza) o scuole di radiotecnica, nè mancano (sebbene siano in numero del tutto inadeguato) scuole statali o pareggiate ma la struttura e l'impostazione che caratterizzano queste 156 lezioni sono alquanto particolari, presentando non pochi vantaggi sulle diverse altre forme di cui si è detto.

Anzitutto vogliamo porre in evidenza **il fattore economico.**

Frequentare regolarmente, durante tutto l'anno, una scuola è certo il modo più logico — anche se non il più rapido — per apprendere ma, tralasciando il fatto che rarissimi sono gli Istituti di radiotecnica, è a tutti possibile dedicarsi esclusivamente, e per l'intero anno, allo studio? Noi riteniamo che chi può farlo costituisca oggi assai più l'eccezione che la regola. Ciò significa infatti poter disporre liberamente del proprio tempo senza avere la necessità di un contemporaneo guadagno: il nostro Corso permette a chiunque di studiare a casa propria, nelle ore libere dal lavoro, senza abbandonare o trascurare quest'ultimo. Ciò caratterizza invero anche altri corsi, ma il vantaggio economico diviene notevole ed evidentissimo se si considera che di fronte all'esborso, anche se rateale, di quasi 80.000 lire che i corsi per corrispondenza richiedono, seguendo il nostro Corso la spesa in un anno risulta di poco più di 7500 lire (150 lire alla settimana presso un'edicola) o di 6630 lire totali, con recapito postale, settimanale, delle lezioni a domicilio.

E' superfluo dire che la Modulazione di Frequenza, i transistori, i circuiti stampati, la trasmissione, il telecomando ecc. sono argomenti integrali del Corso e non costituiscono motivo di corsi speciali, aggiunti o particolari.

Le lezioni di questo Corso — a differenza di molte altre — non sono stampate con sistemi di dispensa, a ciclostile, o con sistemi più o meno analoghi, derivanti cioè da un originale battuto a macchina da scrivere; esse sono stampate in uno stabilimento grafico, con chiari caratteri tipografici da cui deriva una assai più agevole lettura e — fattore certamente di non secondaria importanza — un contenuto molto più ampio, corrispondendo una pagina a stampa a tre o quattro pagine di quelle citate. Il lettore avrà, alla fine del Corso, un volume di ben 1248 pagine di grande formato!

Chiunque, indipendentemente dall'età, dalla professione e dalle scuole compiute **può seguire il Corso.** Alle esposizioni teoriche si abbinano numerose, attraenti, istruttive ed utili descrizioni che consentono la realizzazione di ricevitori, amplificatori, strumenti vari e persino di trasmittenti su onde corte.

A questo proposito è sintomatico il fatto che la Direzione non vuole assolutamente assumere la fisionomia di un fornitore o commerciante di materiale radio, rivendendo agli allievi le parti necessarie. Il materiale occorrente l'interessato può acquistarlo dove e come meglio crede e, assai spesso anzi, già ne dispone. Viene così evitato l'acquisto forzoso, caratteristico più o meno di tutti gli altri corsi.

Anche chi è già radiotecnico, anche chi ha seguito o segue altri corsi troverà il massimo tornaconto in questo completo ed aggiornato lavoro. Molte nozioni, è logico, saranno note, altre un po' meno e sarà utile rinfrescarle, e il tutto infine costituirà un manuale di consultazione, prezioso tanto per la teoria esposta quanto per i numerosi schemi, per le tabelle, per i grafici, gli elenchi, i dati, il vocabolario dei termini ecc.

Concludendo, si può affermare che questo **Corso di Radiotecnica** oltre che come insegnamento graduale si presenta come **enciclopedia e rivista assieme** ciò che permette di formare — con modestissima spesa — **il più completo, ricco, utile e pratico volume di radiotecnica di cui sia dato oggigiorno disporre.**

LA RICERCA dei GUASTI

ALIMENTATORE e SEZIONE di BASSA FREQUENZA

Gli argomenti elaborati fino ad ora, sia dal punto di vista teorico che dal punto di vista pratico, hanno avuto relazione soprattutto con i principi base, necessari al lettore per una buona conoscenza della teoria elettronica. Intendiamo dire, in altre parole, che lo studio del presente Corso, se seguito con assiduità e con serietà di intenti, deve aver messo in grado il lettore di progettare e di costruire in genere un apparecchio radio o un amplificatore di Bassa Frequenza, o ancora uno strumento di misura.

L'attività del radiotecnico, tuttavia, non si limita alla progettazione o alla costruzione di apparecchiature elettroniche: spesso, anzi — nella maggior parte dei casi — il radiotecnico che sa di aver acquistato una discreta padronanza dei diversi circuiti elettronici e della tecnica, sfrutta questa sua esperienza per crearsi un'attività indipendente e proficua in qualità di radioriparatore, o una posizione stabile presso un laboratorio attrezzato avente già una sua clientela.

Per potersi qualificare radioriparatore — tuttavia — non è sufficiente conoscere la teoria, ed aver effettuato la costruzione di qualche apparecchiatura. Indubbiamente, ciò può aver fornito un corredo di cognizioni apprezzabile: manca però la cosiddetta pratica, che, all'esame di un apparecchio radio o di un amplificatore non funzionante, o che comunque denota un funzionamento insoddisfacente, permette di formulare una diagnosi sia pure approssimata, ma comunque tale da facilitare in seguito la riparazione vera e propria.

Ovviamente, la conoscenza delle apparecchiature di misura, ossia del generatore di segnali (sia ad Alta che a Bassa Frequenza), del provavalvole, dell'oscillografo a raggi catodici, del voltmetro a valvola, ecc. è indispensabile: tuttavia, è bene tener presente che la maggior parte delle riparazioni, senza entrare nel campo dei casi più difficili, può essere effettuata con l'ausilio del solo « tester », di un saldatore, di un cacciavite, di un po' di pazienza, e soprattutto di una certa abilità, legata all'intuizione, facoltà derivante quasi esclusivamente dall'esercizio.

Crediamo utile ora riassumere brevemente i principi basilari di questo ramo della radiotecnica. A tale scopo, non essendo possibile enumerare caso per caso le diverse eventualità, supporremo di compiere un'analisi generica su di un apparecchio radio relativamente complesso, provvisto cioè di stadio di Alta Frequenza, di stadio convertitore, di amplificatore di Media Frequenza, di un rivelatore, di un amplificatore di Bassa Frequenza, ed infine di uno stadio finale. Ovviamente, prenderemo in considerazione anche la relativa sezione di alimentazione, nella quale hanno origine buona parte delle cause dei guasti.

In tal modo, avremo occasione di esaminare — in linea di massima — tutte le possibili cause di difetti che possono manifestarsi in un'apparecchiatura elettronica, sia che si tratti di un ricevitore, di un amplificatore, di uno strumento di misura, ecc.

LOCALIZZAZIONE del GUASTO

Esistono diversi casi nei quali la localizzazione del guasto può essere effettuata senza neppure estrarre lo chassis dal mobile: infatti, se si tiene conto del fatto che l'apparecchio radio può essere suddiviso in tre sezioni principali (alimentazione, Bassa Frequenza, ed Alta Frequenza, comprendendo in quest'ultima anche la Media Frequenza), appare subito evidente che, dopo aver acceso l'apparecchio, se si ode qualche cosa attraverso l'altoparlante (intendiamo qualsiasi rumore, suono o ronzio), ciò dimostra che è presente la tensione anodica e la tensione di accensione almeno nella sezione di Bassa Frequenza: l'alimentatore fornisce cioè delle tensioni (più o meno corrette). In assenza di alta tensione sulla placca o sulle placche dello stadio finale, non si potrebbe avere alcun suono da parte dell'altoparlante. Vi è praticamente una sola eccezione a quanto ora detto: il guasto potrebbe consistere nell'interruzione della bobina mobile dell'altoparlante. In tal caso, ovviamente, pur avendosi il silenzio assoluto in uscita, tutti gli stadi potrebbero essere perfettamente in ordine e tutte le tensioni corrette.

Nei casi in cui, ad apparecchio acceso e con volume ad un certo livello, si ha un lieve ronzio o soffio in altoparlante, è bene accertarsi in primo luogo che le sezioni di alimentazione e di Bassa Frequenza siano normali: a tale scopo, è sufficiente iniettare all'ingresso dell'amplificatore di Bassa Frequenza un segnale qualsiasi, e constatarne la sua riproduzione in uscita.

La prova della sezione di Bassa Frequenza può essere comodamente effettuata tramite la presa « fono », che consente appunto l'accesso all'ingresso di detta sezione. In mancanza della presa « fono » (apparecchi economici o di minime dimensioni), non resta che estrarre l'apparecchio dal mobile, ed individuare il punto di ingresso della sezione di Bassa Frequenza.

Il modo più semplice per iniettare un segnale all'in-

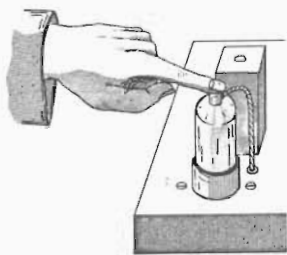



Fig. 1-A - Toccando la griglia di una valvola amplificatrice di B.F. (in questo caso accessibile attraverso il cappuccio metallico), si inietta un segnale e si controllano sommariamente gli stadi.

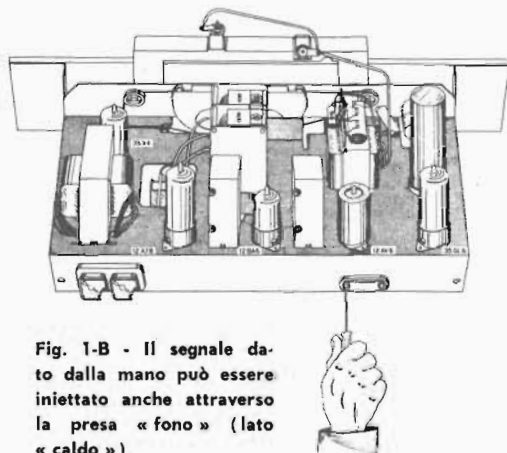



Fig. 1-B - Il segnale dato dalla mano può essere iniettato anche attraverso la presa « fono » (lato « caldo »).

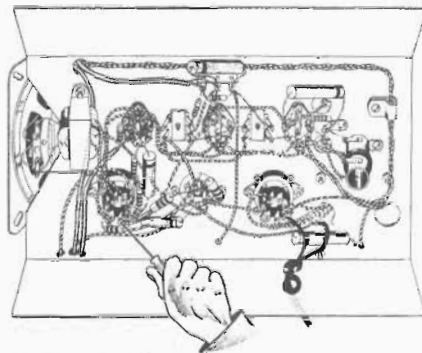



Fig. 1-C - Per la prova sommaria, in mancanza della presa « fono », occorre estrarre lo chassis dal mobile, ed individuare il punto (griglia) corrispondente ad un piedino della valvola.

gresso della sezione di B.F. consiste nel toccare col dito, o tramite la punta di un cacciavite (tenendo in mano l'impugnatura isolata per gli apparecchi nei quali la rete di alimentazione è in contatto diretto con la massa), il piedino corrispondente alla griglia della prima valvola amplificatrice (corrispondente, a volume massimo, al lato « caldo » della presa « fono »).

La **figura 1** illustra in **A** il caso di un vecchio tipo di valvola, con collegamento di griglia sulla parte superiore, in **B** il caso di ricorso alla presa « fono », ed in **C** il caso in cui occorra individuare il punto di ingresso della sezione di Bassa Frequenza.

Il contatto del dito (o della punta del cacciavite) con l'ingresso del primo stadio di Bassa Frequenza, determina in uscita un ronzio dovuto al susseguirsi di cariche e scariche del condensatore di accoppiamento, generalmente a frequenza di rete. Se ciò non accade, è evidente che il guasto, con ogni probabilità, ha sede in quello stesso stadio o in uno dei successivi. Per maggior sicurezza, è bene effettuare la medesima prova toccando direttamente anche la griglia della valvola finale. Se quest'ultima prova provoca un debole ronzio in uscita, ciò dimostra che lo stadio finale funziona, mentre è difettoso lo stadio che lo precede.

Un secondo metodo consiste nell'iniettare un vero e proprio segnale nella sezione di Bassa Frequenza, ad esempio quello proveniente da un « pick - up », o — meglio ancora — da un generatore. In tal caso, è anche possibile valutare approssimativamente la qualità e l'ammontare dell'amplificazione.

Questa prima prova consente — in altre parole — di assodare a priori se il guasto ha sede nella sezione di alimentazione, nella sezione di Bassa Frequenza, o negli stadi che precedono quello di rivelazione.

Il motivo per il quale si inizia dall'ultimo stadio, dopo il controllo dell'alimentatore, apparirà evidente se si considerano i seguenti argomenti: in caso di mancato funzionamento, o di funzionamento difettoso da parte dell'alimentatore, nessuno stadio può funzionare regolarmente: esso è quindi il punto di partenza agli effetti del controllo. In secondo luogo, sia che si tratti di un radioricevitore, sia di un amplificatore o di uno strumento di misura, in un dispositivo elettronico si ha sempre un'entrata, o una sorgente di segnali (o impulsi), ed un'uscita, che può essere costituita da un'altoparlante, da uno strumento, da un relais, o da un carico qualsiasi; di conseguenza, qualunque sia il numero delle valvole presenti, si può affermare che il guasto ha sede — ad esempio — nel terz'ultimo stadio, solo se si ha la certezza assoluta che i due successivi (penultimo ed ultimo), funzionano regolarmente. Resta poi da stabilire se gli stadi precedenti sono anch'essi normali o meno.

In altre parole, a meno che la causa del guasto non sia di evidenza tale da rendere inutile la ricerca per eliminazione, conviene sempre procedere a ritroso rispetto al percorso del segnale.

Dopo questa premessa, non resta che iniziare l'analisi del ricevitore, così come si è detto all'inizio, partendo dall'alimentatore e proseguendo, dallo stadio finale in su, fino alla presa di antenna.

CONTROLLO dell'ALIMENTATORE

Il guasto principale che può manifestarsi nella sezione di alimentazione consiste nella perdita di isolamento o di capacità da parte dei condensatori elettrolitici di filtro, i quali sono soggetti ad invecchiamento, e sono sensibili alle differenze di temperatura notevoli, nonchè all'umidità. Quando uno di essi è in cortocircuito o quasi, si ha da parte sua un notevole assorbimento di corrente che può essere anche totale come si nota osservando la **figura 2**. Per evitare ulteriori inconvenienti nell'esame di un apparecchio guasto, è quindi opportuno — per prima cosa — verificare lo stato di tali condensatori. A tale scopo, dopo aver staccato le capacità nei punti *A* e *B* della figura 2, si verifica col « tester », predisposto come ohmetro nella portata massima, che la resistenza offerta dai condensatori non sia inferiore a 0,25 Mohm. Oltre a ciò, è bene tener presente che tali condensatori possono, col tempo, aver perso buona parte della loro capacità. Se la resistenza ohmica appare normale, e se il difetto consiste nella presenza di ronzio in uscita, è bene provare, ad apparechio funzionante, a collegare provvisoriamente una capacità di qualche microfarad in parallelo ad ogni singolo condensatore di filtro, Se uno di essi ha una capacità insufficiente, tale prova consentirà di individuarlo facilmente, in quanto l'applicazione provvisoria del condensatore in parallelo determinerà l'immediata scomparsa dell'inconveniente. Si badi naturalmente a rispettare la polarità, se si usa un elettrolitico.

Per constatare se il condensatore ha o meno una certa

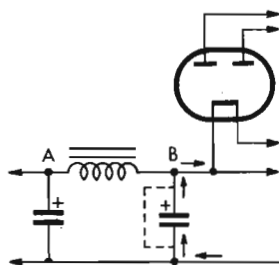



Fig. 2 - Il cortocircuito di un elettrolitico (in questo caso del primo), impedisce alla corrente di passare attraverso il circuito da alimentare. Per il controllo dei condensatori, è bene staccarli nei punti A e B, ossia dal polo positivo.

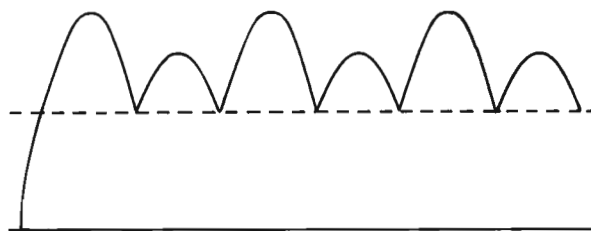



Fig. 3 - L'esaurimento parziale di uno dei diodi della valvola rettificatrice, o lo sbilanciamento della tensione alternata ad essi applicata, dà una tensione rettificata e pulsante avente un andamento asimmetrico, come illustrato. Ciò provoca un rumore di fondo (ronzio), che logicamente, non risulta sufficientemente « filtrato ».

capacità, è sufficiente osservare l'ampiezza dello scatto dell'indice, usando il « tester » predisposto come ohmetro nella portata massima.

Altre cause di ronzio — però assai meno frequenti — possono essere una diversità di rendimento da parte delle due sezioni del doppio diodo rettificatore (o del rettificatore al selenio), o una mancanza di simmetria da parte delle due sezioni dell'avvolgimento ad alta tensione. La **figura 3** illustra la forma d'onda della tensione pulsante presente all'uscita della sezione di alimentazione, prima del filtro, che si ha appunto in uno dei due ultimi casi citati. Se il difetto ha sede nella valvola, la sua sostituzione costituirà l'unico rimedio. Se invece la differenza di tensione è dovuta a parziale cortocircuito in una delle due sezioni dell'avvolgimento ad alta tensione, sarà necessario provvedere alla sostituzione del trasformatore, o al suo riavvolgimento.

Quest'ultima eventualità può essere verificata spesso con l'aiuto del solo « tester », predisposto per la misura di tensioni alternate. Misurando infatti tra la massa e le due placche della raddrizzatrice (meglio a valvola disinserita), si deve poter leggere la medesima tensione, con uno scarto massimo non superiore all'1%, dovuto quasi esclusivamente alla differenza di resistenza ohmica delle due sezioni non bilanciate. Una differenza notevole tra le due tensioni provoca infatti una forma d'onda pulsante della tensione di uscita, del tipo illustrato alla figura 3.

Osservando la **figura 4**, è facile notare che la presenza di tensione continua nel punto *A*, e l'assenza di tale tensione nel punto *B*, denota l'interruzione dell'impedenza di filtro *Z* (sostituita a volte da una resistenza).

Per compiere un'analisi completa dello stadio alimentatore, infine, è bene verificare le tensioni presenti alle varie prese del primario ad apparecchio acceso. Dal momento che esso agisce come un autotrasformatore, una volta applicata la tensione corrispondente alla posizione del cambio-tensioni, mediante il « tester » predisposto per la misura delle tensioni alternate, deve essere possibile misurare sugli altri contatti del cambiotensioni stesso tutte le tensioni ivi indicate, con una tolleranza massima del 10% (vedi **figura 5**).

Dopo aver verificato le due tensioni applicate alla rettificatrice o al rettificatore al selenio (sempre che non si tratti di una rettificazione ad una semionda, o di un dispositivo impiegante un rettificatore a ponte), è buona norma controllare anche le basse tensioni destinate all'accensione dei filamenti, il cui valore, in mancanza di dati, può essere dedotto osservando i tipi di valvole impiegati, e controllandone i dati sui bollettini relativi forniti dal costruttore.

Il controllo del trasformatore di alimentazione, della valvola rettificatrice, dell'impedenza di filtro (o della resistenza), e di tutti gli elettrolitici presenti sulla linea ad alta tensione, permette di localizzare qualsiasi guasto presente nella sezione di alimentazione. Ovviamente, se tutto è in ordine, il guasto risiede in una delle altre sezioni. Supponiamo che tutto sia regolare, e proseguiamo nella nostra analisi.

CONTROLLO dello STADIO FINALE

Lo stadio finale può essere — come sappiamo — a valvola singola, o a due valvole. Comunque esso sia, i difetti di questo stadio possono dare origine a diversi sintomi che esamineremo singolarmente:

1) Apparecchio muto: come si è già detto, questo difetto può essere dovuto ad interruzione della bobina mobile dell'altoparlante, o (cosa molto meno probabile), del secondario del trasformatore di uscita. Entrambi questi casi possono essere verificati col solo ohmetro, misurando tra *A* e *B* e tra *C* e *D*, dopo aver interrotto il circuito nel punto *E*, (**figura 6**).

Un'altra causa può essere l'interruzione del primario del trasformatore di uscita. Nel caso di stadio finale a valvola singola, ciò può essere denunciato dalla mancanza di tensione sulla placca della valvola finale. Nel caso invece di stadio in controfase, è pressochè impossibile che entrambe le sezioni del primario si interrompano contemporaneamente. In genere, può manifestarsi l'interruzione di una sola delle due sezioni, nel qual caso l'apparecchio non resta completamente muto, ma dà una riproduzione più debole e distorta. In presenza di tale sintomo, si può constatare il funzionamento asimmetrico dello stadio finale in controfase togliendo alternativamente una delle valvole. Se entrambe funzionano, si deve notare una notevole differenza nella riproduzione in entrambi i casi; viceversa, se togliendo una delle due valvole la riproduzione non subisce alcuna variazione, è evidente che la valvola tolta non prende parte al funzionamento. Sarà allora opportuno verificarne lo stato di efficienza, nonchè le tensioni e le

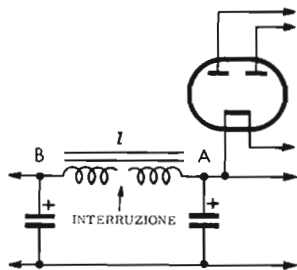



Fig. 4 - L'eventuale interruzione della impedenza di filtro (o della resistenza che a volte la sostituisce), è denunciata dalla presenza di tensione nel punto A, e non nel punto B. La mancanza di tensione in B però può essere dovuta anche a cortocircuito del secondo elettrolitico.

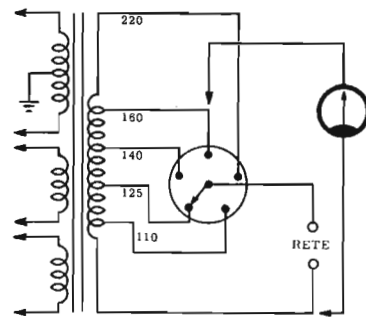



Fig. 5 - Se il trasformatore di alimentazione è in ordine, una volta connesso alla rete (in questo caso 125 volt), deve essere possibile misurare sugli altri contatti del cambio-tensioni i valori di tensione corrispondenti.

correnti corrispondenti ai vari elettrodi.

Un'altra causa che può bloccare completamente il funzionamento dello stadio finale è l'interruzione della resistenza di catodo. In tal caso, viene completamente a mancare la corrente anodica per l'interruzione del circuito. In queste condizioni, l'intera alta tensione viene ad essere presente tra il catodo e massa (cosa verificabile col « tester » come indicato in **figura 7**). Se, come avviene nella maggior parte dei casi, esiste un condensatore elettrolitico in parallelo a detta resistenza (condensatore catodico), allorchè questa si interrompe esso viene ad essere sottoposto all'intera tensione anodica: di conseguenza, essendo tale capacità generalmente adatta al funzionamento con una tensione massima di 25 volt, il dielettrico si perfora, ed il condensatore (in cortocircuito) ristabilisce il passaggio di corrente. In tal caso però, mancando la caduta di tensione che determina la polarizzazione di griglia, si ha una riproduzione distorta (vedi **figura 8**).

Un ultimo caso che citeremo, è il cortocircuito del condensatore spesso presente in parallelo al primario del trasformatore di uscita: in questo caso, pur osservando la presenza di tensione su tutti gli elettrodi della o delle valvole finali, non si ha alcuna riproduzione in uscita. Questo inconveniente può essere individuato misurando con l'ohmetro la resistenza ohmica del primario del trasformatore stesso, che deve essere di qualche centinaio di ohm, oppure controllando che esista una lieve differenza tra la tensione di placca e la tensione di schermo, in assenza di segnale. La tensione di placca — infatti — deve sempre essere leggermente inferiore a quella di schermo (**figura 9**), a causa della caduta dovuta alla resistenza ohmica del primario del trasformatore. Si tenga però presente che — in alcuni circuiti, specie con valvole di notevole potenza — esiste a volte una resistenza limitatrice in serie alla griglia schermo, che impedisce tale controllo.

2) Riproduzione debole: oltre ai casi citati nel paragrafo precedente, può verificarsi il caso di esaurimento della o delle valvole finali. Ciò può essere controllato con un buon provavalvole, o verificando l'ammontare delle correnti di placca e di schermo (o di catodo, pari alla somma delle due), in assenza di segnale. I valori devono corrispondere all'incirca a quelli denunciati dal fabbricante. Tuttavia, in caso di correnti anormali, prima di diagnosticare un difetto della valvola, è bene accertarsi che le tensioni siano corrette, ed in particolar modo che lo sia la tensione di polarizzazione di griglia.

3) Riproduzione debole e distorta: le cause che possono determinare questo inconveniente possono essere diverse. In primo luogo, è bene verificare le condizioni del condensatore di accoppiamento allo stadio precedente: una riproduzione molto povera di note basse, con timbro metallico e gracidante, è una prova abbastanza evidente di interruzione di tale capacità. In tal caso, essendo sempre presente una capacità minima residua, si ha il passaggio della sola gamma delle frequenze più alte del segnale.

Viceversa, una riproduzione forte e molto distorta può essere indizio di perdita di isolamento nel medesimo condensatore di accoppiamento. Ciò può essere facilmente controllato verificando la tensione di griglia col « tester », così come indicato alla **figura 10**. Mettendo a massa il puntale negativo, e sulla griglia il puntale positivo, e predisponendo lo strumento per la portata di 100 volt c.c., si deve notare una leggera deviazione dell'indice a sinistra dello zero. In caso contrario, è evidente che sulla griglia della finale è presente una tensione positiva proveniente dalla placca dello stadio precedente, a causa della perdita di isolamento del condensatore di accoppiamento.

Un'altra causa di riproduzione debole e distorta può essere l'interruzione o la perdita di capacità per invecchiamento dell'elettrolitico di catodo. Esso può essere controllato mediante l'ohmetro, nel modo ben noto al lettore, oppure collegando provvisoriamente un'altra capacità analoga in parallelo. Se il condensatore è difettoso, si noterà immediatamente un aumento di intensità del segnale, ed un miglioramento della riproduzione, specie nei confronti delle note basse.

Un'altra eventualità è data dalla variazione, dovuta quasi sempre a surriscaldamento, del valore della resistenza catodica, con conseguente variazione della tensione di polarizzazione. Ove il valore di questa resistenza sia noto, sarà facile controllarlo con l'ohmetro, dopo aver staccato almeno uno dei suoi capi dal circuito. Diversamente, è possibile misurare la tensione di polarizzazione, verificando la caduta ai capi della resistenza come indicato in **figura 11**. In tal caso, la portata dello strumento deve essere dell'ordine di 25/50 volt c.c.

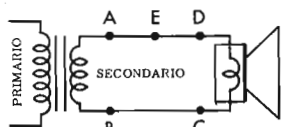



Fig. 6 - Per verificare la continuità del secondario del trasformatore di uscita, e della bobina mobile, occorre interrompere il circuito nel punto E, e misurare, rispettivamente, tra A e B e tra C e D.

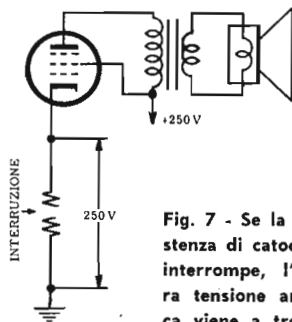



Fig. 7 - Se la resistenza di catodo si interrompe, l'intera tensione anodica viene a trovarsi tra catodo e massa.

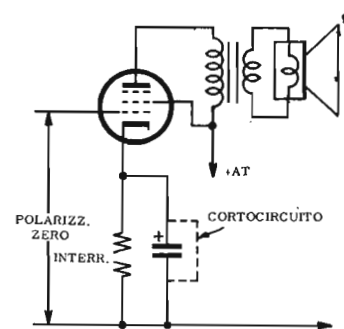



Fig. 8 - Se in parallelo alla resistenza catodica interrotta si trova un condensatore elettrolitico, il dielettrico si perfora e si stabilisce un cortocircuito.

4) Riproduzione distorta: si verificano casi nei quali, per la presenza di un guasto, la riproduzione appare notevolmente distorta pur avendo una potenza adeguata alle prestazioni dell'apparecchio. Le cause che possono determinare questo inconveniente non sono numerose. In primo luogo citeremo la possibilità di un parziale cortocircuito nel primario del trasformatore di uscita: tale eventualità può essere facilmente riscontrata nel caso dello stadio di uscita in controfase, misurando semplicemente la resistenza ohmica delle due sezioni del primario, che deve essere pressochè eguale. Nel caso invece dello stadio finale singolo, tale eventualità può essere riscontrata soltanto mediante la sostituzione provvisoria del trasformatore stesso con altro certamente buono. Ovviamente, se il corto circuito abbraccia una notevole parte del primario stesso, la cosa può essere riscontrata semplicemente con l'ohmetro, purchè la pratica dell'operatore sia tale da permettere di apprezzare la differenza tra la lettura ottenuta e quella che si dovrebbe ottenere.

Una seconda eventualità è data dallo spostamento della bobina mobile rispetto all'asse del traferro. E' questo un caso che, normalmente, richiede la sostituzione del cono dell'altoparlante: tuttavia, esistono degli altoparlanti, specie se di vecchio tipo, nei quali la centratura della bobina mobile può essere effettuata allentando la vite centrale del dispositivo di centraggio, o le viti presenti esternamente al cono, sul nucleo metallico (quando il centratore è installato all'esterno della bobina mobile). L'operazione viene compiuta introducendo tra la bobina mobile ed il nucleo centrale delle strisce di cartoncino di spessore adeguato, normalmente in numero di tre. Dopo l'introduzione dei cartoncini, si blocca nuovamente il centratore, e si estraggono gli spessori introdotti. Questa operazione è consigliabile anche per togliere eventuali detriti dal traferro.

Per constatare la perfetta centratura della bobina mobile è sufficiente battere leggermente con un dito in vari punti lungo il bordo esterno di diametro massimo del cono. Se la posizione della bobina mobile è normale, si deve udire un suono tanto più cupo quanto maggiore è il diametro del cono stesso. L'eventuale attrito tra la bobina mobile e le espansioni polari del nucleo dà un suono caratteristico facilmente riconoscibile.

Nel caso dello stadio finale in controfase, è possibile che si manifesti una notevole distorsione per sbilanciamento o per errato sfasamento dei due segnali entranti. Se l'accoppiamento allo stadio precedente è del tipo a trasformatore, si controlli il secondario di quest'ultimo, sia dal punto di vista dell'isolamento, che da quello della resistenza ohmica. Potendo disporre dell'oscillografo a raggi catodici, si controlli la simmetria del segnale, nonchè l'esatta inversione di fase.

Se invece l'accoppiamento è del tipo a resistenza e capacità, i controlli da effettuare fanno oggetto del paragrafo seguente.

Quanto detto fin qui riassume le cause principali di guasto allo stadio finale, ed i relativi rimedi. Occorre aggiungere che, in caso di interruzione del circuito di placca, può accadere che la griglia schermo diventi incandescente, in quanto viene ad assorbire tutta la corrente anodica disponibile. Ciò può essere osservato attraverso il bulbo di vetro. In tal caso, è bene accertare la causa ed eliminarla senza insistere nell'osservazione del sintomo, in quanto sussistono probabilità di danneggiare gravemente la valvola stessa.

Ovviamente, come in tutti gli altri casi che esamineremo in seguito, il sistema migliore per analizzare il funzionamento di uno stadio consiste nell'iniettare al suo ingresso un segnale di Bassa Frequenza, proveniente da un generatore, e nell'osservare la forma e l'ampiezza del segnale di uscita. A tale proposito, rimandiamo il lettore a quanto detto a proposito dell'impiego dello oscillografo a raggi catodici nelle misure sugli amplificatori di Bassa Frequenza (pagina 897).

CONTROLLO dello STADIO PREAMPLIFICATORE - INVERTITORE

Negli apparecchi a stadio finale singolo, esiste normalmente una sola valvola preamplificatrice di Bassa Frequenza. Per contro, negli amplificatori di potenza e negli apparecchi riceventi di una certa qualità, provvisti di stadio finale in « push-pull », si ha, oltre ad uno stadio preamplificatore, uno stadio invertitore di fase. In ogni caso, tutte le valvole di Bassa Frequenza che precedono lo stadio finale sono soggette ai medesimi tipi di guasti, per cui l'analisi che stiamo per compiere può essere riferita indifferentemente ai due tipi.

1) Apparecchio muto: innanzitutto, in tali condizioni, sappiamo a priori che se lo stadio finale e l'alimentato-

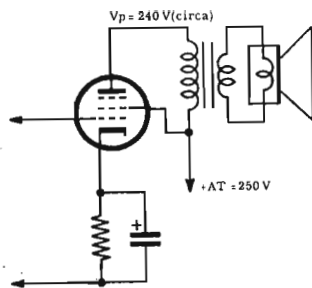



Fig. 9 - La tensione di placca della valvola finale (in assenza di segnale), è sempre leggermente inferiore alla tensione di schermo, a causa della resistenza del primario.

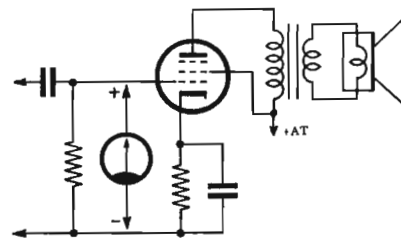



Fig. 10 - Applicando il « tester », usato come voltmetro in c.c., come indicato in figura, è possibile accertare eventuali perdite nel condensatore di accoppiamento con lo stadio precedente.

re sono regolarmente funzionanti, si deve udire in altoparlante un certo ronzìo toccando la griglia della o delle valvole finali. Effettuando la medesima prova sullo stadio preamplificatore, tale ronzìo deve essere percepito con una potenza notevolmente maggiore grazie all'amplificazione da parte dello stadio stesso.

Se invece, toccando tale griglia, non si ottiene alcun suono, è evidente che lo stadio in questione non funziona. Per prima cosa, si controlli che la valvola si accenda e si verifichino le tensioni ai suoi elettrodi.

La mancanza di tensione sulla placca denota l'evidente interruzione della resistenza di carico anodico. La presenza della corrente anodica può — invece — essere controllata misurando le tensioni verso massa rispettivamente dei punti *A* e *B* di **figura 12**, oppure misurando la caduta di tensione presente tra i punti *A* e *B*. E' chiaro che, se la corrente anodica è presente, la tensione nel punto *A* deve essere maggiore di quella presente nel punto *B* (verso massa) e che, la presenza di detta corrente provoca appunto tra *A* e *B* una caduta di tensione facilmente misurabile.

Se le condizioni della valvola sono normali, la resistenza di carico non è interrotta, ma non si ha corrente anodica, la causa può risiedere nell'interruzione della resistenza di catodo. In tal caso, come sappiamo, essendo infinita la resistenza presente tra catodo e massa, la griglia viene ad avere un potenziale talmente negativo da portare la valvola in condizioni di interdizione. Anche questa eventualità è facilmente riscontrabile misurando, col « tester » predisposto per la misura di tensioni continue, la caduta di tensione che si manifesta ai capi della resistenza di catodo, come illustrato in figura 11. Detta tensione non deve essere maggiore di qualche volt.

La mancanza totale di segnale in uscita, può anche essere dovuta a mancanza di contatto tra il condensatore di accoppiamento allo stadio finale e la placca della valvola preamplificatrice o a interruzione del condensatore stesso. Potendo disporre di un generatore di segnali, è facile verificare tale condensatore iniettando il medesimo segnale prima sulla griglia della finale e poi sulla placca della valvola precedente. Il suono che si ottiene in uscita deve essere assolutamente identico se l'accoppiamento è regolare.

2) Riproduzione debole: Lo scarso rendimento da parte dello stadio preamplificatore può essere dovuto a varie cause: si controlli innanzitutto lo stato della valvola con l'aiuto di un provavalvole. Dopo aver assodato le sue perfette condizioni, si controlli il valore della resistenza di carico: questo valore non è molto critico agli effetti della potenza, tuttavia occorre ricordare che, se da un lato l'amplificazione è tanto maggiore quanto più alto è il valore del carico, dall'altro la tensione anodica risulta a sua volta proporzionalmente inferiore a scapito del guadagno. Trattandosi della riparazione di un apparecchio commerciale, sarà opportuno verificarne il valore sullo schema fornito dal costruttore, oppure, se leggibile, quello riportato sulla resistenza stessa. In caso contrario, sarà bene sostituire provvisoriamente tale resistenza con un potenziometro da 1 Mohm (lasciando libero uno dei terminali laterali) e variare il valore del carico fino ad ottenere un'amplificazione soddisfacente.

Nell'eventualità che tale controllo non dia alcun risultato positivo, è probabile che il guasto non risieda nel circuito anodico, bensì in quello di polarizzazione. Si controlli a tale scopo il valore della resistenza catodica e della resistenza presente tra griglia e massa. L'interruzione, o l'eccessivo valore di una di queste due resistenze, può, nel primo caso, bloccare il funzionamento, e nel secondo ridurre l'amplificazione.

3) Riproduzione distorta: Nella lezione relativa alla distorsione negli amplificatori di Bassa Frequenza abbiamo già esaminato le possibili cause ed i relativi rimedi. Riteniamo tuttavia utile rammentare che gli organi ai quali la distorsione può essere imputata sono: la valvola stessa (per parziale esaurimento), il condensatore elettrolitico di catodo (se presente), ed il condensatore di accoppiamento allo stadio precedente. Anche in questo caso è opportuno verificare la tensione presente sulla griglia della valvola, così come indicato alla figura 10, poichè — ripetiamo — l'eventuale mancanza di isolamento da parte di detto condensatore potrebbe portare sulla griglia della valvola in questione una parte della tensione positiva presente sulla placca della valvola precedente.

Nell'eventualità che si tratti di uno stadio finale in « push-pull », e che — di conseguenza — lo stadio precedente funzioni da invertitore di fase, si può avere una notevole distorsione a causa di uno sbilanciamento dei due segnali di uscita. Come sappiamo, nella maggior parte dei casi, i due segnali vengono prelevati uno dal

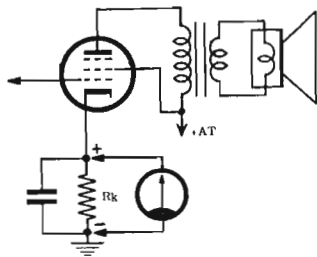



Fig. 11 - Per misurare la tensione di polarizzazione, è sufficiente misurare la caduta di tensione ai capi della resistenza di catodo.

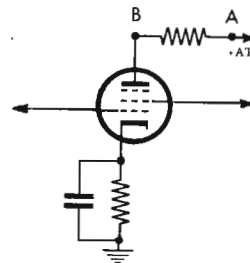



Fig. 12 - La presenza di tensione in A e non in B, indica che la resistenza di placca è interrotta, o che esiste un cortocircuito internamente alla valvola, verso massa.

circuito di placca ed uno dal circuito di catodo. Ovviamente, la resistenza di carico presente in entrambi i circuiti ora citati deve essere suddivisa in due valori rigorosamente eguali tra loro: diversamente, è ovvio che i due segnali di uscita abbiano diversa ampiezza. Si controlli pertanto che dette due resistenze abbiano il medesimo valore, e, possibilmente, si verifichino (con l'aiuto di un generatore di segnali e di un voltmetro a valvola o di un oscillografo) i segnali di uscita.

Se lo stadio invertitore di fase è di altro tipo, (ad esempio l'invertitore costituito da un triodo la cui uscita viene attenuata da un amontare pari alla stessa amplificazione, mentre la fase opposta viene prelevata all'ingresso dello stesso stadio, come in figura 12 a pagina 845) rimandiamo il lettore a quanto detto a proposito del funzionamento di tali stadi.

Come si nota, le cause dei guasti che possono verificarsi nella sezione di Bassa Frequenza di un'apparecchiatura elettronica risiedono normalmente nell'alterazione di qualche componente, o nell'interruzione di qualche connessione. In linea di massima, tutti i componenti sono suscettibili di guasto: ciò tuttavia non deve esere considerato da un punto di vista pessimistico. Per quanto complessa sia l'apparecchiatura, il compito del radioriparatore consiste semplicemente nel conoscere e nell'analizzare il funzionamento di ogni singolo stadio, usufruendo della sua pratica, del suo intuito e, in ultima analisi, anche di una certa fortuna. Come il lettore avrà compreso, la ricerca di un guasto consiste in una vera e propria caccia all'errore, nella quale sono di valido aiuto tutte le cognizioni teoriche in possesso dello operatore, e tutte le esperienze fatte precedentemente.

Supponiamo, anche questa volta, che la sezione di Bassa Frequenza funzioni regolarmente: in tal caso, iniettando un segnale a frequenza acustica all'ingresso, si deve avere un segnale di uscita di qualità e di intensità conformi alle prestazioni dell'apparecchio. Volendolo, (cosa che suggeriamo in quanto permette di acquistare una certa pratica), è opportuno rilevare sommariamente la curva di responso di tutta la sezione.

E' anche opportuno ruotare ripetutamente dal massimo al minimo gli eventuali controlli di tono e di volume, al fine di accertarne l'eventuale rumorosità. La rumorosità di un poteziometro è normalmente causata da tracce di umidità o di sostanze grasse sullo strato di grafite, o da ossidazione del contatto scorrevole. A ciò sî può facilmente rimediare iniettando nel potenziometro stesso alcune gocce di tetracloruro di carbonio, e ruotando ripetutamente nei due sensi il perno di comando. Se l'inconveniente non scompare, è senz'altro opportuno provvedere alla sostituzione del componente.

CONTROLLO dello STADIO RIVELATORE

Non è possibile compiere un'analisi dettagliata di tutti i guasti che possono verificarsi nei diversi tipi di rivelatori. Ci limiteremo perciò a citare i casi principali.

Nel normale circuito di rivelazione di un ricevitore supereterodina, basato sull'impiego di un diodo a valvola (o a cristallo), il segnale di Bassa Frequenza si manifesta ai capi della resistenza di carico, e del condensatore ad essa in parallelo. E' quindi ovvio che l'interruzione di tale resistenza, o il cortocircuito del condensatore citato, provochi la scomparsa totale del segnale rivelato. Nell'eventualità che l'apparechio sia completamente muto, è opportuno controllare innanzi tutto lo stato di efficienza del diodo, ed in particolare la sua resistenza inversa nel caso si tratti di un diodo a cristallo. Il valore della resistenza di carico può essere normalmente controllato sullo schema fornito dal costruttore, oppure letto sulla resistenza stessa.

Nel caso dei rivelatori a discriminazione o a rapporto, nei ricevitori a modulazione di frequenza, se il semplice controllo dell'efficienza dei diodi col provavalvole, e dei valori in gioco col « tester », non è sufficiente a rintracciare il guasto, è indispensabile ricorrere all'impiego di un generatore di segnali ad Alta Frequenza, ed iniettare un segnale di frequenza opportuna all'ingresso del trasformatore, controllando con l'oscillografo o col voltmetro a valvola le tensioni presenti tra il centro del secondario e le due estremità.

Una causa del mancato funzionamento facilmente riscontrabile, può risiedere nel funzionamento difettoso del commutatore di gamma che inserisce o disinserisce la presa « fono », o nella presenza di un cortocircuito nel cavetto schermato che porta il segnale di Bassa Frequenza all'ingresso dell'amplificatore relativo. La presenza di tale cortocircuito può essere constatata semplicemente staccandone il collegamento centrale, così come illustrato alla **figura 13**; verificando con l'ohmetro tra questo e la calza metallica esterna, si deve riscontrare resistenza infinita.

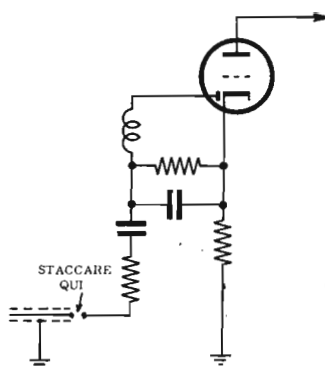



Fig. 13 - Per controllare eventuali cortocircuiti o perdite di isolamento verso massa del cavetto schermato connesso alla presa « fono » (spesso attraverso il gruppo di A.F.). è necessario staccare il cavetto stesso come indicato, e verificare con l'ohmetro tra il conduttore centrale e la massa stessa.

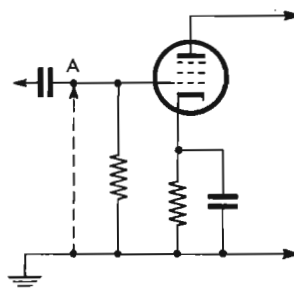



Fig. 14 - Nella ricerca dello stadio in cui ha origine il rumore di fondo, si connette a massa la griglia, come indicato. Se il rumore scompare, esso ha origine in quello stadio o in uno dei precedenti. In caso contrario, ha origine in uno stadio successivo.

Il diodo rivelatore, per le sue stesse caratteristiche di funzionamento, non ha una tensione anodica proveniente dall'alimentatore. L'anodo viene infatti polarizzato dal solo segnale di Media Frequenza proveniente dal trasformatore di accoppiamento. Di conseguenza, l'analisi di questo stadio non può essere compiuta misurando le tensioni continue: la ricerca del guasto eventualmente presente può essere compiuta soltanto controllando separatamente lo stato dei diversi componenti, o — ripetiamo — mediante l'introduzione di un segnale di ingresso, ed il controllo del segnale di uscita.

Un'ultima probabilità che riteniamo opportuno citare in questo paragrafo, è l'eventuale cortocircuito della capacità presente in parallelo al secondario del trasformatore di Media Frequenza, di cui un terminale fa capo al diodo rivelatore.

Per constatare questo inconveniente, è opportuno staccare almeno un capo di detto condensatore che si trova internamente alla scatola di alluminio contenente il trasformatore, e controllarlo con l'ohmetro.

La mancanza totale di ricezione potrebbe infine essere dovuta a completo disallineamento del trasformatore di Media Frequenza, ma di questo caso ci occuperemo in altra sede.

L'analisi fino ad ora compiuta è di solito sufficiente ad accertare la presenza di un guasto nei circuiti di B.F. Il controllo degli stadi che precedono il rivelatore sarà oggetto della lezione successiva.

Le CAUSE di RONZIO in BASSA FREQUENZA

Uno dei problemi che spesso il tecnico viene chiamato a risolvere è quello dell'eliminazione del ronzio — o rumore di fondo — che si manifesta sovente sia negli apparecchi radio, che negli amplificatori.

Innanzitutto, dobbiamo distinguere tra due casi diversi: se si tratta di un apparecchio di produzione commerciale, nel quale il ronzio si è manifestato all'improvviso, mentre prima il funzionamento era regolare, non può trattarsi che dell'alterazione del sistema di filtraggio, o di una perdita di isolamento in qualche punto del circuito. Se invece si tratta di una realizzazione sperimentale (apparecchio o amplificatore autocostruito, ecc.), oltre alle cause suddette può verificarsi anche l'eventualità di un inopportuno orientamento di qualche componente.

Per localizzare la sede in cui si manifesta il ronzio, si procede, contrariamente a quanto fatto finora, dal primo stadio verso l'ultimo.

Aa tale scopo, è sufficiente connettere a massa la griglia pilota di ogni singolo stadio (vedi **figura 14**): se il disturbo non scompare, esso ha origine in quello stesso stadio, o in uno dei precedenti, mentre — in caso contrario — l'origine è in uno dei successivi.

Le alterazioni dei componenti che possono determinare il rumore di fondo sono — in linea di massima — le seguenti: interruzione di un condensatore elettrolitico di filtro, o perdita di capacità per invecchiamento; interruzione del collegamento a massa di uno schermo (di valvola, di trasformatore, o di collegamento schermato); sbilanciamento delle due sezioni della rettificazione (se a due semionde), come accennato precedentemente; perdita di isolamento tra il filamento ed il catodo di una valvola; interruzione del collegamento a massa di uno dei lati della linea di alimentazione dei filamenti, o della presa centrale del secondario relativo del trasformatore di alimentazione; cortocircuito nella impedenza di filtro, ed infine, nel caso di amplificatori di Bassa Frequenza con ingresso a trasformatore, presenza di un forte campo magnetico alternato allo esterno dell'apparecchio.

Le cause che possono invece determinare il rumore di fondo in una realizzazione sperimentale, oltre a quelle ora citate, possono essere: cattivo orientamento della impedenza di filtro rispetto al trasformatore di alimentazione; cattivo orientamento del trasformatore di uscita nei confronti del trasformatore di alimentazione e dell'impedenza di filtro (si veda in proposito quanto detto a pagina 925); cattivo orientamento del trasformatore interstadio, negli amplificatori con stadio finale in controfase funzionante in classe B, AB, AB1 o AB2; eccessiva vicinanza tra una linea di alimentazione a corrente alternata (filamenti o rete) ed un conduttore recante il segnale utile; mancanza di schermatura di uno o più stadi, ed infine, omissione del collegamento a massa della calza schermante di un conduttore o di una capacità di accoppiamento.

In genere, quando un componente (capacità o resistenza o induttanza) è responsabile dell'inconveniente, è facile individuarlo, in quanto, toccandolo esternamente con la mano, si nota una variazione di intensità del rumore di fondo.

LA RICERCA dei GUASTI

SEZIONI di ALTA e MEDIA FREQUENZA

Come abbiamo visto alla lezione precedente, la determinazione di un guasto avviene per eliminazione, ossia verificando il funzionamento di ogni singolo stadio, ed accertandone le perfette condizioni, partendo dall'ultimo.

Nell'analisi che stiamo compiendo di un ipotetico ricevitore, proseguiamo ora con l'esame dell'amplificatore di Media Frequenza.

CONTROLLO dell'AMPLIFICATORE di MEDIA FREQUENZA

Anche in questa parte del ricevitore, i guasti che possono verificarsi sono di varia natura: tuttavia, il controllo non implica maggiori difficoltà di quelle incontrate nelle operazioni descritte alla lezione precedente. Il guasto può — in genere — essere rintracciato con l'aiuto del solo « tester », e, nei casi più complessi, con l'aiuto del generatore di segnali (oscillatore modulato).

L'unica differenza veramente essenziale tra gli stadi di Media e di Alta Frequenza e quelli di Bassa Frequenza già esaminati, risiede nel fatto che l'accoppiamento è difficilmente del tipo a capacità. Nella quasi totalità dei circuiti, il carico di ingresso e quello di uscita sono costituiti da circuiti *LC*, accordati o meno e l'accoppiamento tra uno stadio e quello successivo e normalmente del tipo a trasformatore.

Se da un lato ciò può rendere più difficile il manifestarsi di un guasto (in quanto una bobina si interrompe meno facilmente di una resistenza chimica), dall'altro — a volte — si complica notevolmente la sostituzione del componente difettoso: può infatti verificarsi l'opportunità di sostituire un trasformatore di Media Frequenza, o una valvola, o addirittura il gruppo di Alta Frequenza, comprendente tutte le induttanze dello stadio convertitore. In tutti questi casi, come si è detto a proposito dell'allineamento delle supereterodine, è sempre necessario ritoccare i componenti variabili (capacità o induttanze a nucleo regolabile), per assicurarsi che, in seguito alla sostituzione, la taratura sia ancora perfetta. Come si comprende, spesso non si tratta soltanto di individuare il componente difettoso e di sostituirlo, a meno che esso non appartenga ai soli circuiti di alimentazione, che, in genere, non hanno alcuna influenza sulla taratura.

Esiste inoltre un'altra categoria di guasti che, se si manifesta nella sezione di Alta Frequenza, implica una ricerca notevolmente più difficile che non nella sezione di Bassa Frequenza: ci riferiamo alle oscillazioni parassite, dovute ad accoppiamenti indesiderati tra due conduttori o due componenti, recanti entrambi il segnale.

Le difficoltà maggiori, in questi casi, si verificano quando dette oscillazioni non sono sempre presenti, bensì lo sono soltanto allorchè l'apparecchio è sintonizzato su una certa gamma di frequenze, o allorchè esso si trova in una data posizione, oppure soltanto quando l'apparechio è nel mobile, mentre scompaiono quando lo chassis ne è stato estratto, cosa indispensabile per cercare la causa dell'inconveniente.

Per maggiore comodità, continueremo a considerare separatamente i vari casi che possono verificarsi.

1) Apparecchio muto: in genere, se il guasto risiede nell'amplificatore di Media Frequenza, non si può parlare effettivamente di apparecchio muto. Infatti, con l'alimentatore, l'altoparlante e l'amplificatore di Bassa Frequenza in ordine, si deve udire per lo meno il rumore di fondo residuo, accompagnato spesso da un debole fruscio, dovuto ai fenomeni di agitazione termica degli elettroni, internamente alle valvole. La mancanza di ricezione di qualsiasi emittente, debole o forte che sia, può essere dovuta a mancanza di funzionamento da parte del pentodo amplificatore di Media Frequenza, o comunque di questa sezione del ricevitore, se essa consta di più di una valvola.

Come di consueto, le prime cose da controllare sono le tensioni di placca, di schermo e di griglia della valvola, predisponendo il « tester » per la misura di tensioni continue 300 o 500 volt fondo scala, a seconda dei casi, per la placca e lo schermo, e 5 o 10 per la griglia, e verificando tra la massa (puntale negativo), ed i punti *A* (placca), *B* (schermo), e *C* (catodo) come indicato alla **figura 1**.

La mancanza di tensione sulla placca può essere dovuta ad interruzione del primario del trasformatore di Media Frequenza, (nel qual caso detto trasformatore dovrà essere sostituito, a meno che l'interruzione non sia presente tra uno dei terminali dell'avvolgimento ed il suo punto di ancoraggio), oppure a mancanza di tensione nel punto *D* (lato alta tensione) della medesima figura. In questo caso, è necessario seguire il conduttore che porta la tensione positiva all'ingresso dell'avvolgimento, fino o trovare il punto in cui la tensione è presente. A volte, come si nota osservando la **figura 2**, questo stadio è alimentato attraverso un filtro di disaccoppiamento, costituito dalla resistenza *R* e dal con-

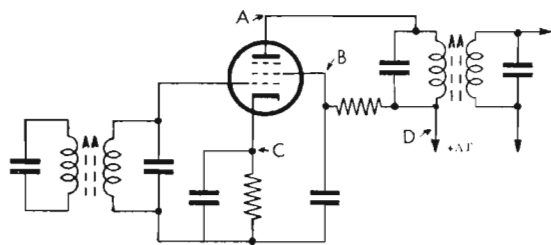



Fig. 1 - In uno stadio, di amplificazione a Media Frequenza, i punti in cui è opportuno controllare il valore delle tensioni (positive) verso massa, sono: A = placca; B = schermo; C = catodo (ossia tensione di polarizzazione di griglia), e D = alta tensione (anodica).

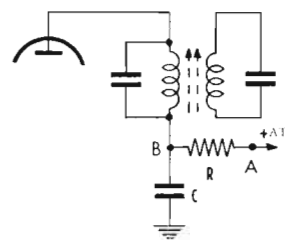



Fig. 2 - Se la tensione è presente in A e non in B, la causa può essere l'interruzione della resistenza R, o il cortocircuito del condensatore C.

densatore *C*. Se la tensione è presente nel punto *A*, e non nel punto *B*, si possono verificare due casi: l'interruzione della resistenza *R*, o il cortocircuito del condensatore *C*. Entrambi tali inconvenienti possono essere riscontrati col solo impiego dell'ohmetro, dopo aver spento l'apparecchio e scaricati i condensatori elettrolitici.

La mancanza dí tensione sulla griglia schermo, generalmente alimentata attraverso una resistenza di caduta, con un condensatore di filtro tra la griglia stessa e la massa, può anch'essa derivare dall'interruzione della resistenza o da difetto del condensatore. L'uso del « tester » predisposto come ohmetro nella portata massima è sufficiente ad individuare il guasto.

Un altro motivo di mancanza di funzionamento da parte di questo stadio può risiedere nel cortocircuito di uno dei due condensatori a mica, o di uno degli eventuali compensatori, presenti in parallelo al primario ed al secondario del trasformatore di Media Frequenza (**figura 3**). Per constatare la presenza di questo inconveniente, sono possibili due modi: se l'ohmetro di cui si dispone consente la misura di resistenze del valore di qualche ohm, è sufficiente misurare la resistenza dei due avvolgimenti, che deve essere pressochè eguale, e pari appunto a qualche ohm. L'indicazione di una resistenza pari a zero è una prova evidente che il condensatore in parallelo è in contocircuito. Nel caso invece che lo strumento di cui si dispone non consenta di apprezzare valori resistivi così bassi, è indispensabile staccare almeno un capo di ogni singolo condensatore, facendo molta attenzione a non interrompere nessuno dei conduttori che costituiscono il filo « Litz » con cui gli avvolgimenti sono realizzati, e verificare con l'ohmetro. Questa prova è certamente più laboriosa, ma consente un accertamento più significativo.

Come negli stadi di Bassa Frequenza, anche in Media Frequenza si può avere l'interruzione della resistenza catodica, nel qual caso — ovviamente — non si ha corrente anodica e, di conseguenza, l'apparecchio resta muto. Si verifichi quindi detta resistenza, e si controlli la tensione presente ai suoi capi, che costituisce la tensione di polarizzazione di griglia dello stadio. Il valore di questa tensione non supera — generalmente — i 2 volt, e si somma, come sappiamo, a quella proveniente dal circuito di Controllo Automatico del Volume (C.A.V.) del quale ci occuperemo in seguito.

Nel trasformatore di Media Frequenza può accadere (sia pure di rado), che, in seguito a forti vibrazioni o urti subiti dall'apparecchio, si stabilisca un cortocircuito tra un contatto interno e lo schermo metallico. Ovviamente, questo inconveniente determina la scomparsa di qualsiasi ricezione, specie se il contatto avviene con uno dei lati « caldi » dell'avvolgimento.

Se il cortocircuito ha luogo sul primario del trasformatore, si ha contemporaneamente la scomparsa della tensione di placca, ed il fenomeno può dar luogo al deterioramento della valvola rettificatrice o all'interruzione della resistenza di disaccoppiamento. Se invece si verifica nel solo secondario, si può avere la sola scomparsa del segnale se va a massa il lato connesso al diodo di rivelazione, o di bloccaggio del circuito C.A.V. se va a massa il lato opposto.

Un'altra causa di mancato funzionamento di questo stadio può essere dovuta alla completa interruzione della resistenza presente in serie al circuito C.A.V. (vedi **figura 4**). In tal caso, come sappiamo, la griglia resta per così dire « *aperta* », ed assume un potenziale talmente negativo da portare la valvola in condizioni di interdizione.

Un ultimo caso che riteniamo utile citare, è il completo disallineamento dello stadio, che può manifestarsi per varie ragioni. Ad esempio, in seguito ad un urto violento, può staccarsi uno dei condensatori (fisso o variabile), posto in parallelo ad uno degli avvolgimenti a permeabilità variabile; può inoltre accadere che uno dei due nuclei regolabili (visibili in figura 3) si sposti dalla sua posizione normale, tanto da provocare il disallineamento completo del circuito accordato.

In genere, ciò può essere intuito allorchè le altre prove effettuate denotano uno stato regolare. Infatti, se la valvola è buona, le tensioni sono corrette, non esistono cortocircuiti, nè perdite nelle capacità, ecc., non rimane che controllare l'allineamento dello stadio. Per questa operazione, è necessario disporre del generatore di segnali, che deve essere connesso come illustrato alla **figura 5**, attraverso una capacità compresa tra 200 e 500 pF. Variando la sintonia del generatore intorno al valore della Media Frequenza, ed iniettando un segnale di ampiezza notevole, tenendo contemporaneamente al massimo il volume del ricevitore sotto prova, si riesce in ogni caso a trovare

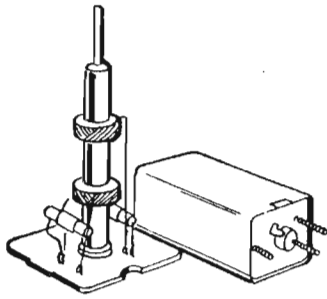



Fig. 3 - In un trasformatore di Media Frequenza, si possono verificare interruzioni delle due bobine, o anomalie nelle due capacità ad esse in parallelo.

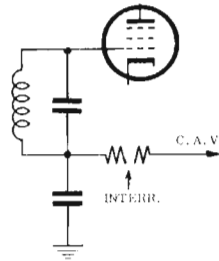



Fig. 4 - L'interruzione della resistenza del circuito C.A.V. interrompe la continuità verso massa del circuito di griglia. In tali condizioni la valvola si blocca.

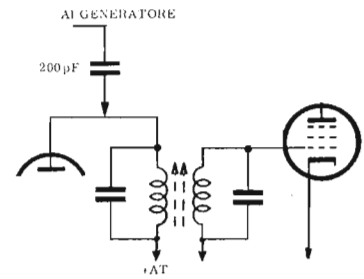



Fig. 5 - La prova più completa di un trasformatore di M. F. viene effettuata iniettando sul primario il segnale proveniente dal generatore.

una posizione in cui l'altoparlante riproduce, sia pure debolmente, la frequenza acustica di modulazione. A questo punto, come nella normale procedura di allineamento a suo tempo descritta, non rimane che variare la posizione del compensatore o del nucleo, fino a determinare il senso di rotazione che provoca un aumento del segnale di uscita. Ciò fatto, variando alternativamente la posizione del controllo di taratura (nucleo o compensatore), e la sintonia del generatore, si riporta gradatamente la taratura *sulla frequenza appropriata*, diminuendo progressivamente la ampiezza del segnale iniettato, mano a mano che aumenta l'intensità del suono presente in uscita. All'approssimarsi del punto ideale, è conveniente servirsi di un misuratore di uscita connesso in parallelo alla bobina mobile, per effettuare una taratura più precisa.

.Si tenga presente che, in occasione del ritocco della taratura di uno dei circuiti accordati, è sempre consigliabile ripetere l'allineamento dell'intero ricevitore.

2) Riproduzione debole: partendo sempre dal presupposto che gli stadi successivi fonzionino regolarmente, la mancanza di potenza da parte di un ricevitore può essere dovuta anche a scarsa amplificazione da parte dello stadio di Media Frequenza. Vediamo le possibili cause di questo inconveniente.

Innanzitutto, come ben sappiamo, è opportuno accertare che l'efficienza della valvola incriminata sia soddisfacente, ed a tale scopo conviene effettuarne la prova sul provavalvole. In mancanza di tale trumento, è utile misurare l'ammontare della corrente anodica, inserendo il « tester » predisposto per la misura di 10 milliampère fondo scala, così come illustrato alla **figura 6**. In tal caso, la lettura ottenuta darà la somma delle intensità di corrente di placca e di schermo, ma, volendolo, è sempre possibile inserire lo strumento in serie al solo circuito di placca.

L'intensità della corrente misurata, deve essere di diversi milliampère, poichè — diversamente — una corrente anodica troppo debole potrebbe denotare una scarsa emissione da parte del catodo, oppure errate condizioni di polarizzazione.

Una seconda causa di funzionamento insufficiente può risiedere nella mancanza di filtraggio della tensione di schermo: per accertare ciò, conviene collegare provvisoriamente una capacità da 0,1 μF in parallelo al condensatore presente tra detta griglia e la massa. Se il rendimento aumenta, verificare le connessioni del condensatore originale e, se necessario, sostituirlo.

L'eventuale disallineamento parziale del trasformatore di ingresso o di quello di uscita può essere causa della mancanza di sensibilità. Questo caso è già stato citato nel paragrafo precedente; ci limitiamo pertanto a rammentare che — in tal caso — occorre effettuare l'allineamento con l'aiuto del generatore di segnali.

Un altro motivo può risiedere in un cattivo funzionamento del dispositivo di Controllo Automatico di Volume, il quale, in seguito ad alterazione di un componente, può fornire una tensione negativa eccessiva, che diminuisce notevolmente l'amplificazione da parte della valvola. Questo guasto viene riconosciuto abbastanza facilmente, se, durante la ricezione di una emittente *debole*, si blocca il circuito C.A.V. come illustrato alla **figura 7**. Un notevole aumento di potenza indica con certezza che la tensione negativa proveniente dal circuito è eccessiva. Del rimedio ci occuperemo nel prossimo paragrafo dedicato al controllo di questo circuito.

Vi sono dei casi, sia pure rarissimi, nei quali, in seguito ad urti o a vibrazioni, una delle due bobine costituenti un trasformatore di Media Frequenza si stacca dalla sua posizione e si sposta, allontanandosi eccessivamente dall'altra. Ciò provoca una diminuzione del grado di accoppiamento e — di conseguenza — una diminuzione della potenza di uscita. Ovviamente, per accertare questa eventualità, è necessario togliere provvisoriamente dal trasformatore l'involucro metallico esterno.

Nel controllo delle tensioni, è necessario verificare che sia quella di placca che quella di schermo abbiano il loro valore opportuno. In genere, la tensione di placca corrisponde alla massima tensione positiva disponibile nell'apparecchio, a meno che lo stadio non sia disaccoppiato come indicato alla figura 2.

La tensione di schermo — invece — è notevolmente più bassa, ad eccezione di alcuni casi che si verificano con le valvole della serie « miniatura », usate negli apparecchi con alimentazione a batteria. In ogni caso, è sempre buona norma controllare che le resistenze attraverso le quali detti elettrodi vengono polarizzati

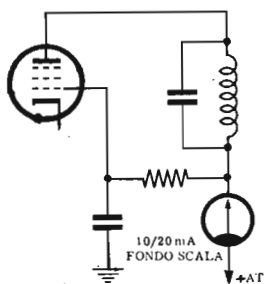



Fig. 6 - Metodo per misurare contemporaneamente le correnti di placca e di schermo. E' però possibile, all'occorrenza, misurarle separatamente.

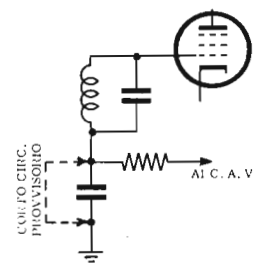



Fig. 7 - Se il mancato funzionamento è dovuto a interruzione della resistenza del circuito C.A.V., (vedi figura 4) cortocircuitando il condensatore di filtro la valvola si sblocca.

abbiano subito variazioni nel loro valore nominale (con una tolleranza del 10% circa), ossia che non si siano alterate in seguito a surriscaldamento, se ciò si è verificato, occorre senz'altro sostituire la resistenza, con altra avente il valore originale, ma adatta alla dissipazione di una potenza maggiore. Ad esempio, se una resistenza di 0,25 Mohm, 0,5 watt, ha assunto il valore di 0,4 Mohm in seguito a surriscaldamento, è necessario sostituirla con un'altra avente il valore di 0,25 Mohm, ed una potenza di dissipazione di 1 watt. In tal modo si eviterà che l'inconveniente si ripeta a distanza di tempo.

Una delle ragioni che possono determinare il surriscaldamento di una resistenza può risiedere nella perdita di isolamento da parte di un condensatore: è pertanto opportuno che tutti i condensatori connessi a quel determinato circuito vengano controllati, staccandone almeno un capo e verificandoli con l'ohmetro. A tale proposito, si tenga presente che, ad eccezione dei condensatori elettrolitici, i condensatori a carta ed a mica devono sempre presentare una resistenza infinita; in altre parole, dopo un lieve scatto, che si nota solo se la capacità è superiore a 20.000 pF, l'indice deve tornare alla posizione « zero », a sinistra della scala dello strumento.

Riteniamo di aver considerato tutti i guasti principali che possono manifestarsi nell'amplificatore di Media Frequenza: vediamo ora gli inconvenienti che possono verificare nello stadio convertitore.

CONTROLLO dello STADIO CONVERTITORE

Come abbiamo visto a suo tempo, esistono diversi tipi di stadio convertitore: il tipo più semplice consta di una sola valvola multigriglia (generalmente un ottodo): segue il tipo a triodo esodo, nel quale il triodo agisce da oscillatore locale, e l'esodo da amplificatore di Alta Frequenza e da mescolatore, ed infine il tipo a due valvole separate (un triodo ed un pentodo o esodo), il cui funzionamento è eguale a quello del caso precedente.

Qualunque sia il tipo di valvola ed il circuito relativo, lo stadio convertitore ha il compito di sovrapporre al segnale in arrivo quello prodotto dall'oscillatore locale, in modo che, per qualsiasi posizione del controllo di sintonia, ne esca una frequenza costante — detta Media Frequenza — recante la modulazione del segnale in arrivo dall'aereo. Ciò ci è ben noto.

I guasti che possono verificarsi sono — in linea di massima — i medesimi che sono stati considerati nei confronti dell'amplificatore di Media Frequenza. Nel trasformatore di uscita (prima Media Frequenza), che agisce anche da trasformatore di ingresso per lo stadio successivo, possono manifestarsi gli inconvenienti già descritti a proposito del secondo trasformatore, ossia interruzione del primario, con conseguente assenza di tensione sulla placca della mescolatrice, interruzione del secondario (mancanza di segnale sulla griglia del pentodo di Media Frequenza), cortocircuito verso massa di una estremità di uno degli avvolgimenti, cortocircuito di uno dei condensatori in parallelo, disallineamento, ecc.

Esistono però altre possibilità che nulla hanno a che fare con quelle già considerate, che esamineremo nel modo consueto.

1) Apparecchio muto: supponendo che tutti i controlli preliminari siano stati effettuati (tensioni, continuità, efficienza della valvola o delle valvole, ecc.), occorre innanzitutto controllare che la valvola oscillatrice (o la sezione dell'ottodo che la costituisce), oscilli regolarmente.

Per constatare la presenza delle oscillazioni, è sufficiente predisporre il « tester » (almeno 10.000 ohm per volt), sulla portata di 50 volt fondo scala in corrente alternata, ed applicare i puntali tra la griglia ed il catodo della valvola oscillatrice, così come indicato alla **figura 8**. Se la valvola oscilla, si deve notare uno spostamento dell'indice verso destra, tanto maggiore quanto minore è la frequenza prodotta: in altre parole, se il commutatore di gamma è predisposto per il funzionamento sulle Onde Medie, si deve avere una deviazione apprezzabile dell'indice, che diminuirà verso l'estremità alta della gamma. Nelle gamme delle onde corte — invece — la deviazione sarà proporzionalmente minore.

Come sappiamo, nei ricevitori supereterodina non è possibile alcuna ricezione in mancanza del funzionamento dell'oscillatore locale, in quanto — in tali condizioni — non si produce la Media Frequenza: può tuttavia verificarsi il caso in cui l'oscillatore funzioni su una sola parte della gamma esplorata mediante la rotazione del variabile, o soltanto su qualche gamma. E'

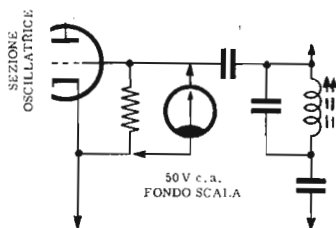



Fig. 8 - Col « tester » predisposto come indicato, si controlla se lo stadio oscillatore produce le oscillazioni locali necessarie per la conversione di frequenza.

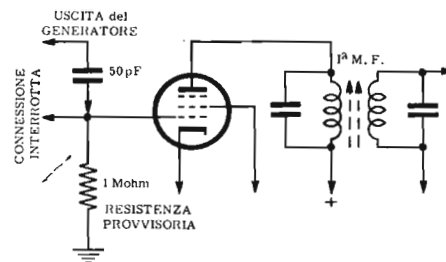



Fig. 9 - Collegamento del generatore di segnali all'ingresso della convertitrice, per controllare la concordanza tra la frequenza dell'oscillatore locale e quella del circuito sintonizzato di ingresso (circuito di antenna).

quindi opportuno, durante il controllo della presenza delle oscillazioni ora descritto, far compiere al variabile la sua rotazione (180°) in ogni singola gamma, osservando contemporaneamente che l'indice dello strumento non torni mai a zero. Le eventuali notevoli variazioni dello spostamento non hanno alcuna importanza, in quanto — in gran parte — sono dovute all'effetto di smorzamento che l'applicazione dello strumento stesso esercita sulla valvola oscillatrice.

Nel caso che le oscillazioni si manifestino irregolarmente nell'esplorazione delle diverse gamme, occorrerà che — per ciascuna di esse — si controlli accuratamente la continuità della bobina di griglia e di quella di reazione. Ciò è possibile dopo aver assodato il tipo di circuito oscillante, e, se esiste un gruppo di Alta Frequenza a commutatore, dopo aver individuato i terminali delle diverse bobine.

Si provveda anche al controllo di tutte le capacità a mica presenti nel circuito, dei « trimmer » e dei « padder » che regolano la frequenza di oscillazione. Se tutto è regolare, si provi ad aumentare leggermente la capacità di reazione, facente capo alla placca del triodo oscillatore, o il condensatore di griglia connesso direttamente al lato caldo del condensatore variabile.

Detto condensatore, abbinato meccanicamente al condensatore di sintonia del circuito di ingresso ad Alta Frequenza, potrebbe essere in cortocircuito in alcuni punti; è quindi opportuno staccare il conduttore facente capo allo statore, e far ruotare il rotore tenendo i puntali dell'ohmetro in contatto con i due punti di ancoraggio. L'eventuale cortocircuito in un punto della rotazione potrà essere eliminato individuando la lamina responsabile e flettendola leggermente.

Un'altra causa di mancato funzionamento può consistere nella discordanza tra la frequenza di oscillazione e quella selezionata dal circuito di ingresso ad Alta Frequenza. In tal caso, il valore della Media Frequenza risultante non corrisponde a quello sul quale sono accordati i trasformatori dell'amplificatore relativo. Per effettuare questo controllo, si predisponga l'apparecchio per il funzionamento su una frequenza qualsiasi, e, collegando il generatore di segnali alla griglia della valvola convertitrice, come indicato alla **figura 9**, si vari la frequenza prodotta dallo strumento fino ad avere in uscita una riproduzione della nota di modulazione. Ciò fatto, si controlli che la frequenza del segnale applicato corrisponda a quella indicata dall'indice della scala parlante. In caso contrario, occorre variare la frequenza dell'oscillatore locale (agendo sul relativo compensatore o sul nucleo della bobina) spostando contemporaneamente la sintonia del ricevitore, fino ad ottenere la corrispondenza voluta.

Nel caso che il condensatore variabile sia munito di compensatori a mica applicati direttamente all'armatura di sostegno, si verifichi che nessuno di essi sia in cortocircuito.

Supponiamo ora che lo stadio oscillatore funzioni regolarmente, ed analizziamo le altre cause che potrebbero determinare il mancato funzionamento dello stadio convertitore.

Ovviamente, i medesimi controlli eseguiti sui circuiti accordati dell'oscillatore (bobine, capacità, ecc.), dovranno essere eseguiti sullo stadio amplificatore-mescolatore. Si verifichi anche, come per le valvole amplificatrici di Media Frequenza, la continuità dei circuiti e la presenza delle tensioni. Il ritorno (lato « freddo ») della o delle bobine di sintonia fa capo generalmente ad un condensatore a carta che filtra la tensione C.A.V. Al medesimo punto, è connessa la resistenza di disaccoppiamento che porta la tensione di controllo. Si verifichi che questa non sia interrotta (come in figura 4), poichè — in tal caso — la griglia risulterebbe aperta e la valvola sarebbe bloccata.

Si noti che esistono casi, specie negli apparecchi di piccole dimensioni, nei quali la griglia schermo della valvola mescolatrice, e quella del pentodo amplificatore di Media Frequenza, sono connesse insieme, ed alimentate attraverso un'unica resistenza, con un condensatore di filtro in comune, come illustrato alla **figura 10**. Ovviamente, in tal caso, l'eventuale mancanza di tensione di schermo si verifica contemporaneamente nei due stadi.

Una prova elementare del funzionamento di questo stadio consiste nel toccare con un oggetto metallico il collegamento facente capo alla griglia pilota. Questa prova deve provocare una serie di crepitii caratteristici in uscita. La mancanza di tale fenomeno denota la interruzione del percorso dei segnale tra il primo stadio e l'amplificatore di Media Frequenza.

Se la prova descritta dà un risultato positivo, la causa del mancato funzionamento potrebbe risiedere nella interruzione del collegamento presente tra la presa di

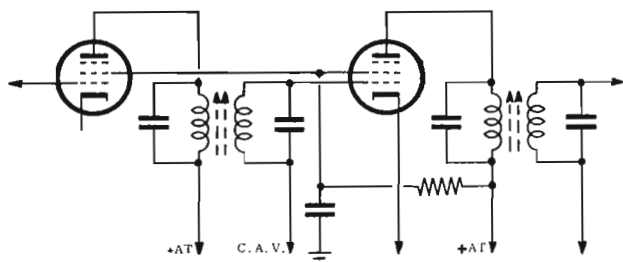



Fig. 10 - Negli apparecchi di piccole dimensioni, spesso le griglie schermo della convertitrice e della amplificatrice di Media Frequenza sono alimentate attraverso un'unica resistenza, con un condensatore di filtro in comune.

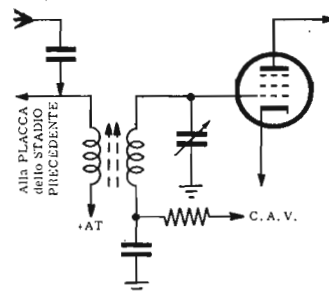



Fig. 11 - Per controllare l'efficienza del trasformatore di accoppiamento di A.F., si può connettere l'antenna (tramite un condensatore di debole capacità) sul collegamento di placca della amplificatrice ad A.F.; è meglio disinserire tale valvola.

antenna ed il contatto relativo sul gruppo di Alta Frequenza, sebbene, in genere, sia possibile ricevere almeno la stazione locale anche in tali condizioni. Si controlli anche con l'ohmetro che tra detto contatto e la massa esista la continuità in tutte le gamme, verificando che la resistenza sia di qualche ohm nella gamma delle Onde Medie, e molto minore nelle gamme delle onde corte. Negli apparecchi nei quali la rete di alimentazione è in contatto diretto con la massa, sovente viene inserito in questo circuito un condensatore di protezione, che evita — per ragioni di sicurezza — il contatto diretto. In tal caso è necessario individuare i terminali dei diversi primari, e controllarli con l'ohmetro separatamente, dopo averne isolato almeno un terminale staccando i conduttori esterni.

Una prova efficace per determinare l'eventuale guasto presente nel primario del trasformatore di ingresso dell'antenna, consiste nel collegare detta antenna direttamente alla griglia della valvola mescolatrice, attraverso una capacità a mica del valore di circa 50 pF. Spesso, per tale prova, è sufficiente toccare col dito il piedino o (il cappuccio) corrispondente a tale elettrodo, così come indicato alla figura 1-A della lezione precedente.

2) Riproduzione debole: lo scarso rendimento dello stadio convertitore può essere dovuto a tre motivi principali; parziale esaurimento della valvola mescolatrice, tensioni errate sulla griglia schermo o sulla griglia pilota, o cattivo allineamento dei circuiti accordati.

Per i primi due casi, non occorre altro che effettuare i consueti controlli con gli appositi strumenti; nel secondo caso, occorre invece rammentare quanto detto a suo tempo a proposito della tecnica di taratura dei ricevitori supereterodina. Spesso, variando la posizione del compensatore di aereo (connesso in parallelo al secondario del trasformatore di sintonia), si ottengono notevoli variazioni di ampiezza del segnale di uscita. E' però sempre opportuno — in tali interventi — controllare con l'oscillatore modulato che l'indice corrisponda con la massima esattezza possibile al valore di frequenza riportato sulla scala; si rammenti inoltre che, per piccole discordanze, è sempre possibile effettuare la correzione variando la frequenza del segnale prodotto dall'oscillatore locale, agendo sul relativo compensatore o sul nucleo della bobina.

CONTROLLO dell'AMPLIFICATORE di ALTA FREQUENZA

Le operazioni necessarie per il controllo di questo stadio sono del tutto identiche a quelle descritte in merito all'amplificatore di Media Frequenza. Si tenga comunque presente che la differenza sostanziale che sussiste tra questi due tipi di amplificatori consiste esclusivamente nel fatto che il primo funziona su frequenze variabili (le medesime dei segnali che vengono successivamente applicati all'ingresso dello stadio convertitore), mentre il secondo funziona sulla sola frequenza fissa corrispondente alla Media Frequenza.

Lo stadio preamplificatore di Alta Frequenza è presente soltanto negli apparecchi riceventi professionali o semiprofessionali: come sappiamo, esso ha il compito di aumentare la sensibilità e la selettività del ricevitore, mediante l'aggiunta di una ulteriore amplificazione dei segnali entranti, e dei relativi circuiti accordati (di sintonia), che migliorano sia la selettività che la reiezione dell'interferenza di immagine.

In questo stadio sono presenti un circuito accordato di ingresso — suscettibile dei medesimi inconvenienti del circuito di ingresso dello stadio convertitore — ed un circuito accordato di uscita, generalmente a trasformatore. Il primario di detto trasformatore è connesso (attraverso il commutatore di gamma), in serie alla placca della valvola amplificatrice (generalmente un pentodo). Il secondario di questo trasformatore è invece connesso tra griglia e massa (tramite il circuito C.A.V.) della valvola mescolatrice. La mancanza di tensione di placca denuncia pertanto l'interruzione dell'avvolgimento primario, o della relativa resistenza di disaccoppiamento (se presente), o ancora il corto circuito del condensatore di filtro, sempre che lo stadio sia disaccoppiato.

Quando è presente questo stadio, si ha sempre un condensatore variabile a tre sezioni, di cui uno per lo stadio citato, e due per il convertitore, come di consueto. Si ha quindi una sezione in più da controllare per eventuali cortocircuiti o per correzioni di allineamento, secondo quanto detto precedentemente.

In caso di mancato funzionamento, dopo aver accertato il regolare funzionamento del convertitore, è buona norma connettere l'antenna al posto della placca dello stadio amplificatore di Alta Frequenza, dopo aver

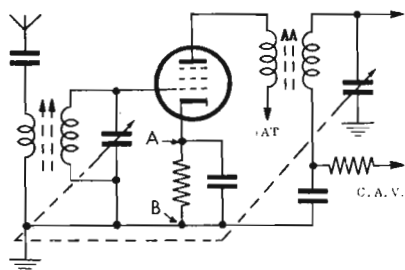



Fig. 12 - Se lo stadio ampilficatore di A.F. è escluso dall'azione del C.A.V., la sua tensione di polarizzazione può essere misurata, come di consueto, tra i punti A e B (tensione di catodo).

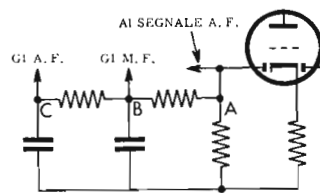



Fig. 13 - Se il mancato funzionamento è dovuto ad interruzione di una delle resistenze del circuito C.A.V., si deve poter ristabilire la ricezione cortocircuitando verso massa uno dei punti A, B o C. In tal caso però, il C.A.V. cessa di funzionare.

estratto la valvola. In tal modo si accertano — col regolare funzionamento in tutte le gamme — le normali condizioni del trasformatore di accoppiamento (vedi **figura 11**). Se tutto è in ordine, il guasto ha certamente origine internamente alla valvola o nei circuiti di ingresso o di alimentazione. In genere, il controllo dello stato di efficienza della valvola stessa, e delle relative tensioni, è sufficiente ad individuare qualsiasi difetto.

Lo scarso rendimento — come ben sappiamo — può essere dovuto a parziale esaurimento della valvola (scarsa emissione catodica), ad eccessiva tensione C.A.V., a disallineamento, ad interruzione o a difetto di accoppiamento, o a perdita di isolamento nelle capacità o nei conduttori, specie se schermati. Non abbiamo quindi molto da aggiungere a quanto detto a proposito degli stadi precedenti.

In molti casi, questo stadio è escluso dall'influenza del circuito C.A.V.; per questo motivo, il ritorno delle bobine di sintonia (lato «freddo») può essere connesso direttamente a massa (**figura 12**), come nei normali apparecchi a stadi accordati. La tensione di polarizzazione di griglia è allora dovuta esclusivamente alla caduta di tensione presente tra i punti *A* e *B* nella medesima figura.

CONTROLLO del CIRCUITO C.A.V.

Come abbiamo visto a suo tempo, questo circuito ha il compito di uniformare l'ampiezza del segnale di Bassa Frequenza disponibile in uscita, indipendentemente (per quanto possibile), dall'intensità del segnale selezionato dai circuiti di ingresso. In genere, i guasti che si producono in questo dispositivo non provocano la mancanza di qualsiasi segnale in uscita, a meno che non si interrompa una delle resistenze di disaccoppiamento (vedi **figura 13**), o che il diodo relativo non sia in cortocircuito verso massa o col catodo.

Come abbiamo brevemente accennato, può accadere che questo dispositivo produca tensioni negative talmente elevate, da bloccare permanentemente o saltuariamente il funzionamento di una o più valvole operanti in Media o Alta Frequenza. Per accertare ciò, è in genere sufficiente mettere a massa alternativamente i punti *A*, *B* e *C* del circuito illustrato: se la tensione è eccessiva in qualche punto, si deve notare contemporaneamente un aumento dell'intensità del segnale ricevuto, ed una notevole differenza di sensibilità rispetto alle varie emittenti.

Per diminuire l'efficienza del C.A.V. (ove ne sia riscontrato l'eccesso), l'unico provvedimento da prendere, oltre al consueto controllo di tutti i componenti il circuito, consiste nel diminuire la capacità *C*, nel circuito di **figura 14-A**, o nell'applicare una tensione di segnale inferiore, se il circuito è del tipo illustrato alla figura **14-B**. In quest'ultimo caso, è preferibile, in genere, connettere in serie al diodo relativo una resistenza, di valore da determinare sperimentalmente, (non inferiore a 0,05 Mohm), come indicato nella medesima figura con linea tratteggiata.

La mancanza di funzionamento di questo circuito può anche essere dovuta ad esaurimento del diodo relativo. Qualora siano presenti due diodi distinti, di cui uno adibito alla sezione di rivelazione, è consigliabile invertirli provvisoriamente: se la ricezione diventa scarsa o nulla, ciò dimostra appunto l'esaurimento del diodo, nel qual caso è necessario sostituire la valvola.

ELIMINAZIONE delle OSCILLAZIONI

Le oscillazioni parassite — che si manifestano nella sezione di Alta Frequenza più facilmente che non in Bassa Frequenza — sono sempre dovute ad una delle seguenti cause: mancanza di schermatura (o difetto di contatto a massa di uno schermo esistente); distanza insufficiente tra due conduttori (di cui uno di entrata ed uno di uscita) entrambi percorsi dal segnale; mancanza di filtraggio delle tensioni di placca, di schermo o di catodo, o ancora, eccessivo accoppiamento tra primario e secondario di un trasformatore interstadio (sia di Alta che di Media Frequenza).

Si controllino pertanto i collegamenti a massa, tutte le capacità di schermo e di catodo (provando a collegarne una eguale in parallelo a ciascuna di esse), e tutti gli eventuali condensatori elettrolitici presenti lungo la linea di alimentazione anodica.

Servendosi di un'asticciola di ebanite, si provi a spostare — durante il funzionamento — qualche collegamento teso internamente allo chassis, allontanandolo da quelli presenti in prossimità, e si tenga presente che, a volte, introducendo lo chassis nel mobile, si esercita

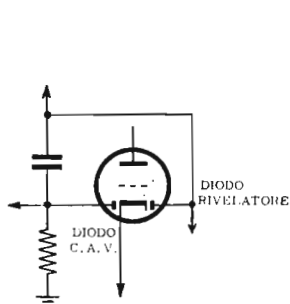



Fig. 14-A - In caso di eccessivo funzionamento del C.A.V., si può diminuire il valore della capacità presente tra i due diodi.

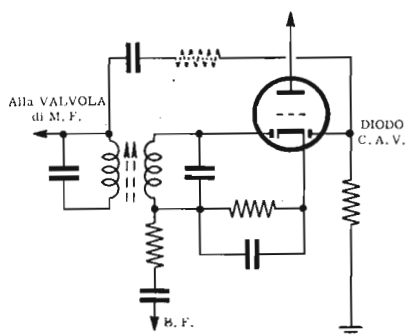



Fig. 14-B - Un secondo metodo consiste nell'inserire una resistenza (quella tratteggiata), in serie alla capacità di accoppiamento: ciò attenua il segnale.

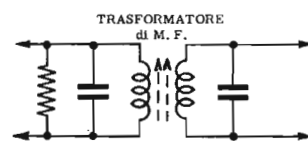



Fig. 15 - Sovente, per eliminare le oscillazioni in Media Frequenza, è sufficiente connettere una resistenza (di valore relativamente elevato) in parallelo al primario del trasformatore.

una lieve torsione sul telaio stesso che provoca l'interruzione di qualche connessione a massa.

Un altro caso di oscillazioni parassite, del tutto caratteristiche in quanto si manifestano con un suono simile a quello di una sirena, allorchè la riproduzione è ad un certo livello, è dovuta a microfonicità del condensatore variabile. In tali condizioni, le vibrazioni meccaniche date dalle onde sonore provenienti dallo altoparlante si ripercuotono sulle capacità variabili variandone periodicamente il valore. L'unico rimedio a questo inconveniente consiste nell'isolare meccanicamente il variabile stesso dal telaio mediante l'applicazione di appositi gommini, nell'effettuare una registrazione del controdado del perno rotante, e nel ripristinare l'eventuale connessione a massa tramite una calza tolta da un pezzo di cavetto schermato.

Se le oscillazioni sono dovute ad eccessivo accoppiamento nei trasformatori di Media Frequenza, può essere utile connettere in parallelo agli avvolgimenti relativi (generalmente al solo primario) una resistenza di valore compreso tra 0,1 e 0,5 Mohm, così come illustrato alla **figura 15**. Naturalmente, ove ciò sia possibile, è altrettanto conveniente aumentare leggermente e gradatamente la distanza tra il primario ed il secondario. Tale operazione richiede però notevole abilità ed esperienza da parte dell'operatore.

Il RONZIO in ALTA e MEDIA FREQUENZA

Nei radioricevitori del tipo supereterodina, può accadere a volte un fenomeno che si manifesta con la presenza di un forte rumore di fondo, soltanto durante la ricezione di emittenti di una certa potenza. Questo sintomo denuncia con sufficiente evidenza l'imperfetto filtragigo della tensione anodica che alimenta le valvole funzionanti in Media ed in Alta Frequenza, o forti accoppiamenti tra i circuiti di griglia e linee a corrente alternata.

Dal momento che dette valvole sono — generalmente — del tipo a «μ» variabile, (per consentire l'azione del C.A.V.), e che la tensione di polarizzazione, pur essendo derivata dal segnale, è suscettibile di variazioni col variare della tensione anodica o per i suddetti accoppiamenti, tali variazioni si ripercuotono sulla tensione di polarizzazione delle valvole amplificatrici in Media ed Alta Frequenza, variandone l'amplificazione.

Ovviamente, se la rettificazione della tensione anodica è ad una sola semionda, il filtraggio insufficiente provoca variazioni di tale tensione alla frequenza di 50 Hz (frequenza di rete); per contro, con rettificazione delle due semionde, le variaazioni di ampiezza sono a 100 Hz (frequenza doppia). Se anche la tensione di polarizzazione di griglia varia, sia pure leggermente, con una di tali frequenze, l'amplificazione relativa varia anch'essa, dando in uscita dei segnali di Bassa Frequenza modulati in ampiezza, rispettivamente a 50 o 100 Hz. In tal caso, si ha la netta percezione di un fastidioso ronzio, che può essere eliminato solo migliorando il filtraggio della tensione anodica, o evitando la presenza di corrente alternata nel circuito C.A.V.

Si badi bene che tale difetto di filtraggio può — a volte — manifestarsi solo nelle sezioni precedenti il rivelatore, mentre la corrente può essere abbastanza costante nella sezione di Bassa Frequenza, e ciò — ricordiamo — per eventuali accoppiamenti magnetici o capacitivi con la linea di rete o con i conduttori che alimentano i filamenti.

Gli unici provvedimenti da prendere — in questo caso — consistono nel controllo di tutti gli elettrolitici, nel controllo dei condensatori di filtro delle tensioni di schermo e di catodo dei diversi stadi, e nella eventuale schermatura o deviazione delle linee di alimentazione del primario del trasformatore di alimentazione (cavo di rete-interruttore di accensione), o dei filamenti delle valvole.

Per concludere infine questa rassegna delle possibili cause dei guasti e dei relativi rimedi, rammentiamo che la prova di una valvola eseguita con un provavalvole, per quanto buono e complesso esso sia, non è sempre completamente attendibile, in quanto non in tutti i casi esso riproduce esattamente le condizioni di funzionamento. E' noto infatti a tutti i tecnici che il miglior provavalvole è — in realtà — lo stesso apparecchio sul quale esse devono funzionare.

Per coloro che, nella loro attività di radioriparatori, si trovassero ad affrontare casi molto difficili, ed apparentemente insolubili, consigliamo di rinunciare momentaneamente a trovare il guasto. In genere, riprendendo il lavoro il giorno dopo, si hanno nuove idee, si effettuano nuove prove, e — quasi sempre — si trova che la causa del guasto è meno difficile da individuare di quanto lo fosse il giorno prima.

DOMANDE sulle LEZIONI 139ª e 140ª

N. 1 —
Per quale motivo, nella ricerca di un guasto in un apparecchio elettronico, è preferibile iniziare dallo stadio finale e proseguire verso l'ingresso ?

N. 2 —
Come è possibile accertare se una valvola è esaurita o meno, senza disporre di un provavalvole ?

N. 3 —
In quale modo viene determinata la dispersione (o o mancanza di isolamento) internamente ad un condensatore di accoppiamento ?

N. 4 —
In quale modo si effettua la prova di un condensatore mediante l'ohmetro ?

N. 5 —
Come è possibile eliminare la rumorosità di un potenziometro ?

N. 6 —
In quale modo, e con quali strumenti si controlla il bilanciamento e la simmetria dei due segnali di ingresso di uno stadio finale in controfase ?

N. 7 —
In cosa consiste la cosiddetta « prova del dito » ?

N. 8 —
Cosa accade se la resistenza di polarizzazione catodica di una valvola finale si interrompe ?

N. 9 —
Come è possibile controllare il funzionamento di uno stadio rivelatore ?

N. 10 —
Quali sono le cause che possono determinare il disallineamento di un circuito accordato ?

N. 11 —
Cosa accade se una delle resistenze di disaccoppiamento presenti nel circuito del C.A.V. si interrompe ?

N. 12 —
Se in un circuito di disaccoppiamento anodico, il condensatore di filtro va in cortocircuito, quale è la conseguenza diretta ? Cosa altro può accadere ?

N. 13 —
Come si rimedia ad una eccessiva azione del C.A.V. ?

N. 14 —
In quale modo è possibile determinare se il diodo del C.A.V. è o meno esaurito ?

N. 15 —
In quale modo si controlla se lo stadio oscillatore funziona ?

N. 16 —
In caso di oscillazioni parassite dovute ad un eccessivo accoppiamento tra primario e secondario di un trasformatore di Media Frequenza, come si può rimediare ?

N. 17 —
In caso di guasto localizzato nel gruppo di Alta Frequenza, come è possibile stabilire se esso ha sede nel primario (circuito di antenna), o nel secondario (circuito di griglia) ?

RISPOSTE alle DOMANDE di p. 1097

N. 1 — Un notevole risparmio di tempo e di spazio, e, di conseguenza, di costo e di manodopera, grazie alla possibilità di effettuare in una sola volta tutte le saldature necessarie.

N. 2 — La scarsa dissipazione di calore da parte della basetta, e la limitazione del peso dei componenti.

N. 3 — Perchè, essendo costante lo spessore, occorre variare la larghezza per adeguare la sezione all'intensità della corrente circolante: diversamente, si può avere dissipazione di energia sotto forma di calore.

N. 4 — Il cartone bachelizzato, per la sua facile lavorazione, per la sua flessibilità e resistenza meccanica, nonchè per l'isolamento e l'anigriscopicità.

N. 5 — L'ingombro dei componenti, e la distanza tra i collegamenti, proporzionale alla tensione che tra essi sussiste.

N. 6 — Oltre 10 ampère per millimetro quadrato, grazie alla notevole dissipazione da parte degli stessi collegamenti, che, da un lato, sono esposti all'aria. La temperatura che si sviluppa viene dispersa infatti nell'aria.

N. 7 — Per consentire l'applicazione di una quantità di stagno sufficiente a garantire una buona resistenza meccanica, e la minima resistenza di contatto.

N. 8 — A stabilire una distanza «standard» tra i punti di ancoraggio, tale da permettere l'impiego dei componenti prodotti espressamente per l'impiego sui circuiti stampati. Consta di una rete i cui quadratini hanno un lato pari a 2,54 millimetri.

N. 9 — Nel modo convenzionale, e ad immersione; il primo per la realizzazione dei prototipi, ed il secondo per la produzione in serie.

N. 10 — Sovrapponendo all'interruzione un segmento di conduttore di rame, e ricoprendo il tutto di lega saldante, mediante un saldatore.

N. 11 — L'asportazione del rame in eccesso da una lastra di materiale isolante ricoperta, da un lato, da tale metallo.

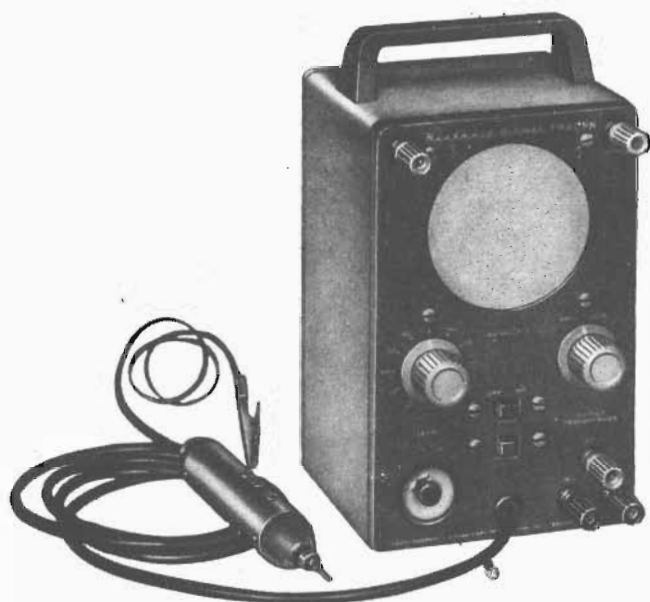
N. 12 — La separazione, dallo schema dell'apparecchiatura, del solo circuito relativo alla basetta a circuito stampato. In tal modo, si sa con esattezza — a priori — quali sono i componenti che dovranno essere alloggiati sulla basetta stessa.

N. 13 — Usando una matita di colore azzurro chiaro: tale colore è «attinico», ossia non impressiona la pellicola ortocromatica usata nella ripresa fotografica.

N. 14 — Perchè, in caso contrario, le eventuali variazioni della temperatura ambiente determinerebbero delle variazioni nelle dimensioni del circuito ottenuto.

N. 15 — Perchè, in tal modo — con una sola esposizione — è possibile avere contemporaneamente diverse copie del circuito stampato. Queste, in un secondo tempo, potranno essere tagliate e rifinite.

N. 16 — Le zone di emulsione esposte ai raggi ultravioletti si induriscono e costituiscono una protezione, per il rame sottostante, contro gli acidi. Le zone non esposte passano invece in soluzione durante lo sviluppo della piastrina esposta.

COSTRUZIONE di un « SIGNAL-TRACER »

Nella tecnica delle radioriparazioni, e più precisamente per la ricerca del guasto, esiste uno strumento che, pur non essendo molto noto preso di noi, è invece di impiego molto frequente nei laboratori di oltre Oceano. Si tratta del « Signal Tracer » (apparecchio per la ricerca del segnale), di cui descriviamo un modello.

Si tratta — in sostanza — di un amplificatore di Bassa Frequenza, ad alimentazione indipendente, e provvisto di altoparlante. Attraverso una sonda («probe»), esso permette di prelevare il segnale in un dato punto del circuito dell'apparecchio sotto prova, e di udirlo, indipendentemente dal funzionamento o meno degli stadi successivi a quel dato punto.

In altre parole, come il lettore avrà compreso, il « signal tracer » consente l'esame dell'apparecchio da riparare, seguendo il segnale dall'ingresso all'uscita, contrariamente a quanto detto nelle due precedenti lezioni, a proposito dell'analisi senza tale strumento.

Per seguire il segnale nella sezione di Alta o Media Frequenza di un ricevitore, è previsto — nel « probe » — un commutatore che inserisce una capacità ed un diodo a cristallo. In tal modo, pur trattandosi di oscillazioni ad Alta Frequenza, il segnale applicato all'apparecchio, in seguito alla rivelazione, è udibile.

Oltre a ciò, sia l'altoparlante che il relativo trasformatore di uscita, possono, mediante opportuni interruttori, essere isolati dal circuito al quale appartengono, e, grazie alla accessibilità dal pannello frontale sul quale fanno capo apposite prese, possono esere usati come componenti sostitutivi durante le prove sull'apparecchio da riparare.

Volendo, il controllo del segnale può essere effettuato otticamente, invece che attraverso l'altoparlante, o contemporaneamente con i due sistemi, grazie alla presenza di un « occhio elettrico ».

Tra le diverse possibilità offerte da questo strumento, è importante citare anche un dispositivo speciale, detto « localizzatore di rumori », sul quale ci dilungheremo nelle istruzioni di uso.

Lo strumento è disponibile in commercio sotto forma di scatola di montaggio, contenente tutto il materiale necessario, tale da permettere la realizzazione di un apparecchio tecnicamente ed esteticamente completo.

Caratteristiche generali

Alto guadagno per analisi di circuiti ad Alta e Media Frequenza.

Alto guadagno per analisi di circuiti a Bassa Frequenza.

Commutatore AF/BF direttamente sul « probe ».

Indicatore acustico ad altoparlante magnetodinamico, incorporato.

Indicatore ottico ad « occhio elettrico ».

Circuito per localizzazione di rumori.

Possibilità di impiego separato dell'altoparlante, con o senza trasformatore di uscita.

Alimentazione 110 volt c. a., 25 watt.

Valvole: tre, come segue; una 12AX7, una 12CA5 ed una 1629.

Rettificazione mediante elemento al selenio (ad una semionda).

Dimensioni: cm 11,5 x 19 x 10 circa.

Peso: 2,6 kg

DESCRIZIONE del CIRCUITO

Il circuito elettrico dello strumento è riportato alla **figura 1**, nella quale, oltre ai valori dei diversi componenti, sono messe in rilievo le tensioni misurabili in base di collaudo, per accertarne il funzionamento corretto.

In basso, a sinistra, è visibile il « probe », che consente l'esame di circuiti a Bassa Frequenza (con circuito chiuso tra 2 e 3) e ad Alta o Media Frequenza (nella posizione indicata). Attraverso un cavetto schermato, il segnale viene applicato — tramite C2 — ad un potenziometro da 1 Mohm, dal cui cursore, attraverso C3, giunge alla griglia della sezione A di *V*1. La sezione B di *V*1 amplifica ulteriormente il segnale, dopo di che, attraverso C5, esso viene trasferito alla

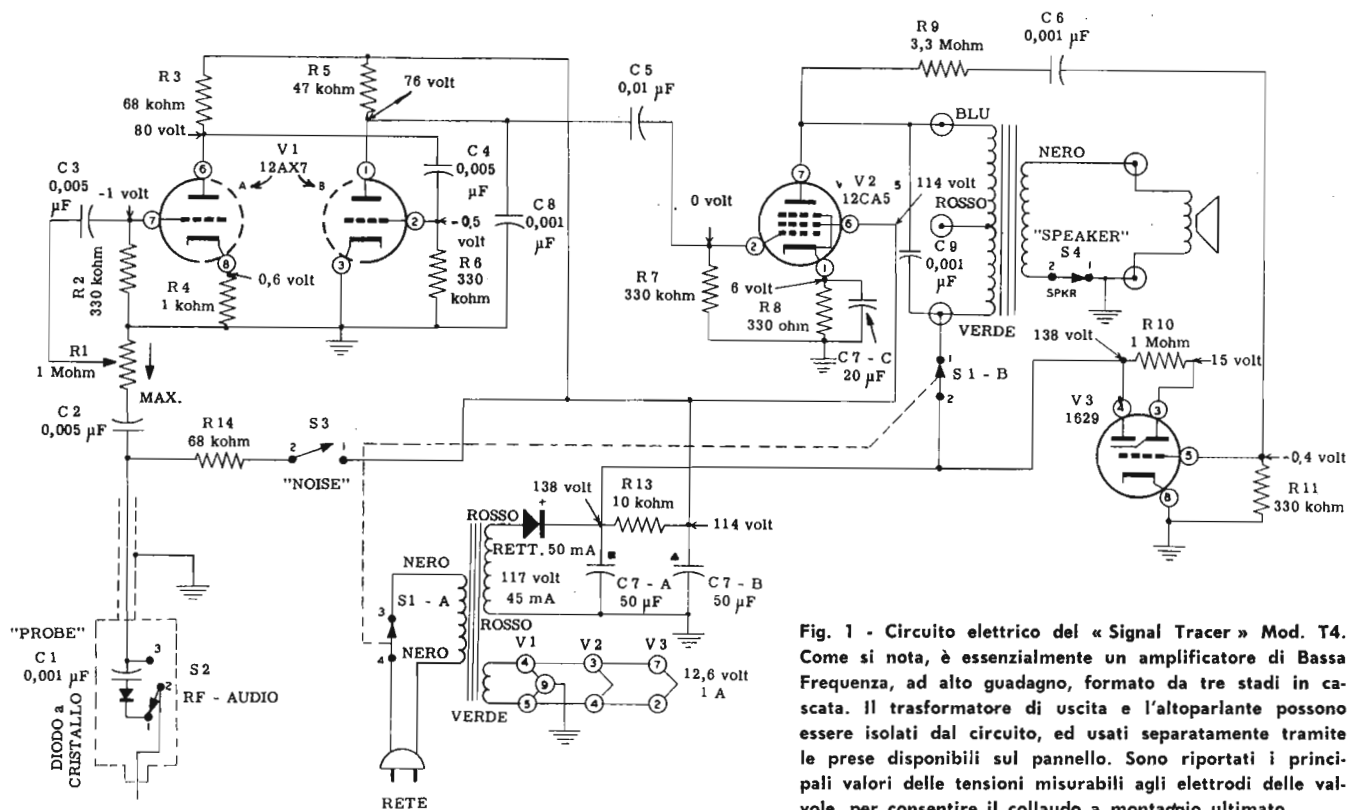



Fig. 1 - Circuito elettrico del « Signal Tracer » Mod. T4. Come si nota, è essenzialmente un amplificatore di Bassa Frequenza, ad alto guadagno, formato da tre stadi in cascata. Il trasformatore di uscita e l'altoparlante possono essere isolati dal circuito, ed usati separatamente tramite le prese disponibili sul pannello. Sono riportati i principali valori delle tensioni misurabili agli elettrodi delle valvole, per consentire il collaudo a montaggio ultimato.

valvola finale (*V*2). Essendo questa un pentodo a fascio, si ottiene in uscita la potenza necessaria ad eccitare l'altoparlante al quale è accóppiata attraverso il trasformatore di uscita.

Per il controllo ottico, una piccola parte del segnale viene prelevata attraverso *R*9 e *C*6 (in serie tra loro), ed applicato alla valvola *V*3 (occhio elettrico).

I tre terminali del primario del trasformatore di uscita, e i due della bobina mobile, fanno capo ad altrettante prese applicate al pannello frontale, per consentire l'impiego del solo altoparlante, o di questo attraverso lo stesso trasformatore, quali componenti sostitutivi nell'apparecchio in esame, qualora si supponga che siamo difettosi. A tale scopo, il primario può essere impiegato con tre valori di impedenza (tra il primo ed il secondo terminale, tra il secondo ed il terzo, o tra il primo ed il terzo). Dovendo usare l'altoparlante con trasformatore di uscita, l'interruttore *S*1-*B* consente di staccare provvisoriamente la tensione anodica; allorchè si desidera invece usare il solo altoparlante, è possibile isolarlo (da un solo lato) dal trasformatore di uscita, agendo sull'interruttore *S*4.

L'interruttore *S*3, che connette al cavetto di collegamento del « probe » l'alta tensione positiva, viene usato per inserire il dispositivo di localizzazione dei rumori, come vedremo tra breve.

L'alimentazione è del tutto convenzionale, ed avviene attraverso un trasformatore che isola il circuito vero e proprio dalla rete a corrente alternata. Ciò consente l'uso dello strumento anche negli apparecchi nei quali la rete è in contatto diretto col telaio metallico, ossia con la massa.

Il MONTAGGIO MECCANICO

La **figura 2** illustra il pannello frontale, sul quale figurano applicati l'altoparlante, il trasformatore di uscita, le due prese corrispondenti alla massima impedenza del primario del trasformatore di uscita (H e G, tra le quali è presente un condensatore a pastiglia da 0,001 μF), e la presa intermedia (F), oltre ai due interruttori *S*3 ed *S*4, ed alle due prese corrispondenti alla bobina mobile (A e C, quest'ultima connessa a massa tramite la paglietta B).

Il foro visibile in alto a sinistra, serve per alloggiare la sommità di *V*3 (occhio elettrico), ed il passacavo in gomma, contrassegnato I, consente l'uscita del cavetto schermato facente capo al « probe ».

La **figura 3** illustra invece lo chassis vero e proprio, visto dall'alto. Esso viene fissato al pannello frontale mediante il potenziometro *R*1 (a sinistra), ed il commutatore *S*1 (a destra). Si noti la posizione dell'elettrolitico tubolare *C*7 (contenente le tre unità), della basetta di ancoraggio a due posti (L), del rettificatore (P), nonchè l'orientamento dei due zoccoli (*V*1 e *V*2).

La **figura 4** illustra il medesimo chassis, visto però dall'altro lato, per mettere in maggior evidenza l'orientamento degli zoccoli, e per mostrare la posizione del trasformatore di alimentazione.

Le due tacche visibili a sinistra in figura 3, e a destra in figura 4, servono per il montaggio dell'occhio elettrico, così come indicato alla **figura 5**.

Come si nota, non esiste alcuna difficoltà nell'effettuare l'allestimento meccanico. Una volta fissati al loro posto tutti i componenti, dopo aver controllato che i dadi siano ben stretti, e che ciascun organo sia stato installato con l'orientamento esatto, chiaramente indicato nelle figure, si può iniziare il montaggio elettrico.

Il MONTAGGIO ELETTRICO

Come di consueto, si inizierà col cordone di rete, indi con le connessioni del circuito di alimentazione e dei filamenti, dello stadio finale, del trasformatore di uscita, ecc., fino a giungere al cavetto che unisce il « probe » all'apparecchio.

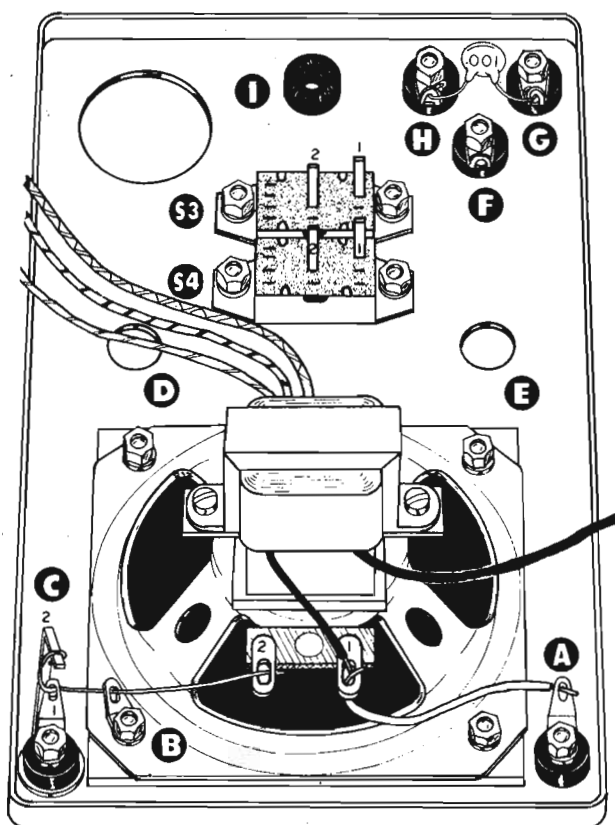



Fig. 2 - Disegno del pannello frontale (capovolto), visto dall'interno. Si noti la posizione dell'altoparlante, del relativo trasformatore di uscita, nonchè degli interruttori S3 ed S4, e delle prese esterne.

La **figura 6** illustra lo chassis visto dal di sotto, a montaggio quasi ultimato. Sono riconoscibili i diversi componenti, in quanto ne è indicato il valore. Come di consueto, si faccia attenzione a rispettare per ciascuno di essi la posizione indicata, in quanto essa è stata studiata per ottenere il risultato migliore.

La **figura 7** illustra l'allestimento del « probe », mettendo in evidenza la posizione dei singoli componenti

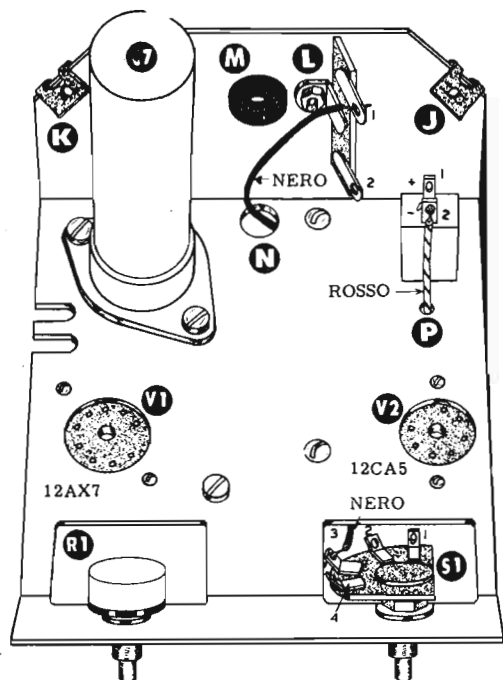



Fig. 3 - Telaio orizzontale, visto dalla parte superiore. E' visibile la posizione del condensatore elettrolitico (C7 A, B, C), del potenziometro R1 e del commutatore S1, che sostengono lo chassis stesso.

e, in particolar modo, quella del commutatore AF/BF. Si noti la presa di massa, facente capo ad una pinza a « coccodrillo » attraverso un collegamento flessibile costituito da un segmento di calza schermante ricavata dallo stesso cavetto di collegamento.

Anche per il montaggio elettrico, come si nota, non sussistono gravi difficoltà: si faccia unicamente attenzione ad effettuare buone saldature, evitando di surriscaldare i componenti che potrebbero subire alterazioni nel valore.

Il COLLAUDO

La semplicità di questo strumento non richiede un collaudo ed una messa a punto laboriosi. Dopo aver controllato più volte il circuito, e dopo aver verificato l'isolamento nei punti più critici, si colleghi l'apparecchio alla rete, tenendo presente che l'alimentazione è previ-

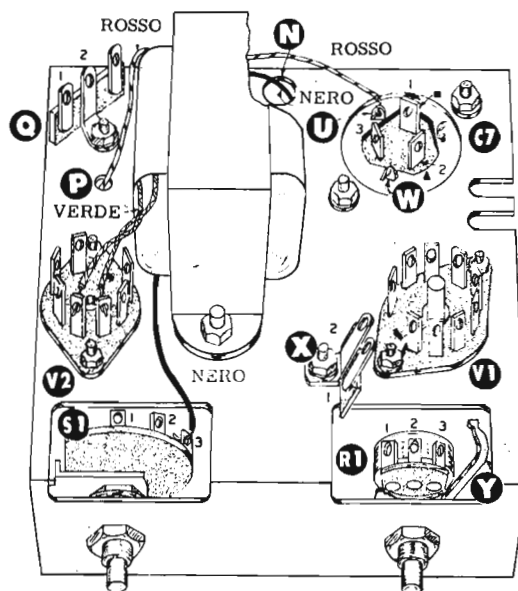



Fig. 4 - Vista dello chassis di figura 3, dal lato inferiore. E' visibile il trasformatore di alimentazione, sul quale sono riportati i colori di alcune connessioni. Si noti l'orientamento degli zoccoli portavalvola.

sta per 110 volt. Ove fosse disponibile una tensione diversa, occorrerà effettuare la connessione tramite un autotrasformatore o trasformatore da 25 watt.

Sulla scorta delle indicazioni riportate sul circuito elettrico di figura 1, si verifchino le tensoni ai vari elettrodi delle valvole. Si controlli che esse si accendano regolarmente, e che nessun componente, (in particolare il rettificatore e la resistenza *R*13) si surriscaldi. Si controlli anche che lo schermo dell'occhio elettrico assuma dopo circa 30 secondi dall'accensione, il caratteristico colore verde smeraldo.

Se le tensioni sono corrette, e se tutto è in ordine, ponendo il commutatore del « probe » in posizione « AUDIO » (Bassa Frequenza), e toccando col dito l'estremità del puntale, si deve avere un ronzio in uscita, di intensità regolabile agendo sul potenziometro *R*1; ponendo invece detto commutatore in posizione « RF » (radiofrequenza), si devono udire crepitii caratteristici toccando la punta del « probe » con un oggetto metallico. Oltre a detti suoni, si deve notare — in entrambi i casi — una variazione della zona illuminata sullo schermo dell'occhio elettrico.

Ovviamente, tali prove dovranno essere effettuate

con i commutatori $S1$-B ed $S4$ chiusi, poichè — diversamente — sia il trasformatore di uscita che l'altoparlante sono esclusi dal circuito.

Terminato il collaudo, l'apparecchio può essere chiuso nel suo involucro, non senza aver praticato precedentemente un nodo in prossimità del punto di uscita (internamente all'apparecchio), sia sul cavetto schermato del « probe » che sul cordone di rete: come è noto, ciò serve ad evitare rotture in caso di strappi o di forti trazioni. L'apparecchio è così pronto per l'uso.

USO dello STRUMENTO

Impiego nei circuiti ad Alta o Media Frequenza. Predisporre il commutatore presente sul « probe » in posizione « RF » (radiofrequenza), l'interruttore di accensione e quello dell'altoparlante in posizione « ON » (inserito), e quello del dispositivo localizzatore di rumori in posizione « OFF » (disinserito). Regolare il controllo di sensibilità ($R1$) a seconda delle esigenze.

A volte, per varie necessità, può essere opportuno spostare l'interruttore dell'altoparlante (« SPEAKER ») in posizione « OFF », ed osservare esclusivamente l'occhio elettrico.

Si tenga presente che, quando $R1$ si trova in posizione di massima sensibilità, all'uscita dell'apparecchio si ha un certo rumore di fondo, percepibile attraverso l'altoparlante, ed osservabile sull'occhio elettrico. Esso è dovuto alla elevata sensibilità dello strumento, ed al fatto che la connessione di griglia del primo stadio è portata all'esterno attraverso il cavetto schermato, per effettuare le prove che stiamo per descrivere.

Nell'esame dei circuiti ad Alta Frequenza, la sezione di Bassa Frequenza del ricevitore sotto prova deve essere esclusa mettendo a zero il relativo controllo di volume. In pratica, essa viene sostituita dallo stesso « Signal Tracer ».

Conoscendo esattamente il percorso del segnale, ossia seguendo il circuito a partire dalla presa di antenna fino alla connessione del rivelatore, le oscillazioni ad Alta Frequenza possono essere prelevate in qualsiasi parte del circuito stesso in cui esse siano presenti, stabilendo il contatto con la punta del « probe », dopo aver connesso a massa la pinza a coccodrilla uscente dalla estremità posteriore di quest'ultimo. Come è evidente, il segnale ad Alta Frequenza così prelevato, viene rettificato ad opera del diodo a cristallo contenuto nel « probe », ed il segnale a Bassa Frequenza risultante viene inoltrato all'amplificatore.

Se il ricevitore è stato preventivamente sintonizzato su una stazione di una certa potenza (ad esempio la stazione locale), il segnale di modulazione (ossia la vera e propria trasmissione) può essere udito anche connettendo il « probe » all'uscita del circuito accordato di sintonia, ossia sulla griglia della convertitrice. Ovviamente, se quest'ultima amplifica, connettendo poi il « probe » sulla placca della medesima valvola, il segnale dovrà essere udito con un'intensità notevolmente maggiore.

Ovviamente, dal momento che il circuito di ingresso dello strumento così predisposto è aperiodico, ossia non accordato, la selettività è affidata ai soli circuiti accordati dell'apparecchio sotto prova.

In mancanza di trasmissione, i rilievi possono essere effettuati con segnali provenienti da un generatore.

Successivamente, è possibile applicare il « probe » alla griglia della prima valvola amplificatrice di Media Frequenza, e constatare così il regolare funzionamento

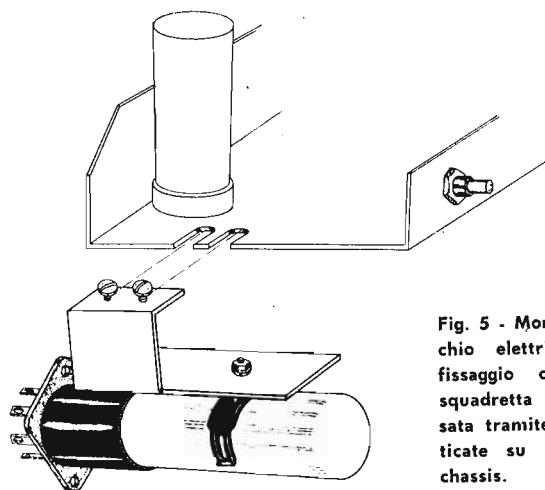



Fig. 5 - Montaggio dell'occhio elettrico, mediante fissaggio con l'apposita squadretta che viene fissata tramite le asole praticate su un lato dello chassis.

(o meno) del trasformatore di accoppiamento. Si passa quindi alla placca della stessa valvola (verificando l'ulteriore amplificazione, che implicherà una riduzione notevole del guadagno agendo su $R1$), indi al secondario del secondo trasformatore di Media Frequenza (diodo rivelatore).

Come il lettore avrà compreso, è possibile in tal modo accertare ed anche valutare, con un po' di pratica, l'amplificazione apportata da ogni singolo stadio. Si tratta — in sostanza — di seguire la « traccia » del segnale (da ciò deriva appunto il nome dello strumento), seguendone ed osservandone le modifiche e le eventuali alterazioni subite nel circuito dell'apparecchio sotto prova.

Può verificarsi il caso che l'applicazione del « probe » su un'estremità di un circuito accordato provochi una certa dissintonia, dovuta alla capacità aggiuntiva del « probe » stesso verso massa. In tal caso, è opportuno effettuare la prova in un punto successivo del percorso del segnale. Se si ha un'uscita soddisfacente, è evidente che lo stadio funziona in modo normale.

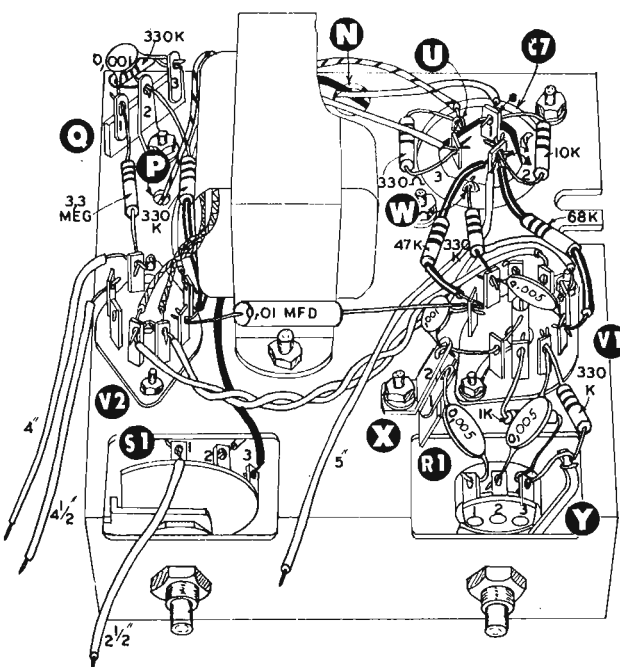



Fig. 6 - Vista dello chassis a montaggio quasi ultimato. E' visibile la maggior parte dei componenti (resistenze, condensatori, ecc.), la cui posizione deve essere rispettata. Per maggiore comodità, i componenti visibili sono contrassegnati col rispettivo valore.

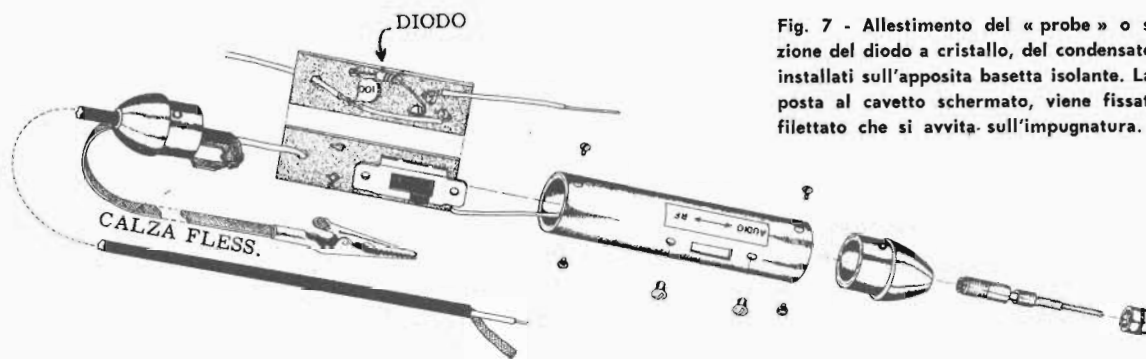



Fig. 7 - Allestimento del « probe » o sonda. Si noti la posizione del diodo a cristallo, del condensatore, e del commutatore, installati sull'apposita basetta isolante. La punta di contatto, opposta al cavetto schermato, viene fissata mediante un collare filettato che si avvita sull'impugnatura.

Impiego nei circuiti di Bassa Frequenza. Predisporre il commutatore presente sul « probe » in posizione « AF » (audiofrequenza), e gli altri comandi come per il caso precedente. In tali condizioni, qualsiasi segnale di Bassa Frequenza applicato all'ingresso del « probe », purchè di ampiezza sufficiente, può essere udito nell'altoparlante. Infatti, tramite il regolatore di sensibilità ($R1$), esso giunge direttamente sulla griglia del primo stadio, opportunamente dosato.

Naturalmente, se lo strumento è predisposto per rilievi in Bassa Frequenza, tali rilievi potranno essere effettuati solo nella parte dell'apparecchio successiva allo stadio rivelatore, in quanto gli eventuali segnali ad Alta Frequenza prelevati attraverso il « probe » non subiscono più alcuna rivelazione. Ciò per il fatto che il diodo a cristallo resta completamente escluso.

Collegando il « probe » al punto di prelevamento della Bassa Frequenza (ossia all'uscita dello stadio rivelatore) e, successivamente, all'ingresso ed all'uscita dei diversi stadi seguenti, dopo aver regolato il volume dell'apparecchio sotto prova al livello desiderato, è possibile verificare e valutare con buona approssimazione la quantità e la qualità di amplificazione da parte di ciscuno di essi. Come è ovvio, lasciando immutata la posizione di $R1$ (controllo di sensibilità). e spostando il « probe » dalla griglia alla placca di uno stesso stadio, si deve notare una forte variazione di potenza se quest'ultimo amplifica. In caso contrario, è evidente che non ha luogo alcuna amplificazione, per cui occorre controllare lo stadio stesso, sulla scorta di quanto detto alla lezione 139ª.

Impiego del dispositivo localizzatore di rumori. Uno dei guasti che abbiamo volutamente omesso di citare nelle due lezioni precedenti è la rumorosità che può aver sede in alcuni componenti, dovuta — ad esempio — a semi-interruzione di una resistenza, a perdita di isolamento in un condesatore, a dispersione verso massa di un trasformatore di Media Frequenza, ecc. Il « Signal Tracer » che descriviamo comprende appunto un dispositivo atto a localizzare tali inconvenienti.

I guasti di questo genere si manifestano — solitamente — quando il componente difettoso si trova sotto tensione. A tale scopo, chiudendo l'apposito interruttore $S3$ (NOISE = rumore), il puntale del « probe » viene ad avere un potenziale di circa 100 volt positivi rispetto a massa, attraverso una resistenza di protezione ($R14$ da 68 kohm), che consente di chiudere il circuito anche su resistenza « zero », senza pericolo per l'alimentatore dello strumento. Ovviamente, in tali condizioni, occorre evitare di toccare con la mano il puntale sotto tensione, in quanto, se un'altra parte del corpo dell'operatore è i contatto con la massa, egli può avvertire una forte scossa elettrica.

Le prove sull'apparecchio da esaminare vanno effettuate tenendo quest'ultimo completamente spento, e con la presa di corrente disinserita. Il puntale di massa (coccodrillo), può essere connesso al telaio, per provare i componenti facenti capo ad esso, oppure alla linea di alimentazione anodica (+ A.T.), per provare i componenti facenti capo a quest'ultima.

Ad esempio, se la resistenza di placca di una valvola amplificatrice di B.F. sembra essere rumorosa, ad apparecchio spento è sufficiente connettere il coccodrillo alla linea + A.T., ed il puntale del « probe » alla placca della valvola stessa. Se la resistenza è rumorosa, essa lo è anche per effetto della tensione ad essa applicata attraverso il « probe », e la rumorosità potrà essere chiaramente percepita in altoparlante.

Altrettanto dicasi per la capacità, allorchè si sospetta una perdita di isolamento interna, che si manifesta sotto tensione, mentre non appare evidente al controllo con l'ohmetro.

Una prova analoga può essere compiuta tra un punto notoriamente isolato da un altro, se si sospetta che tra detti punti abbiano luogo delle scariche quando si trovano sotto tensione. Basta infatti applicare tra di essi i due terminali del « probe » ed ascoltare variando la sensibilità del « Signal Tracer » fino al massimo, se necessario.

Un caso non raro in cui l'impiego di questo dispositivo si dimostra particolarmente utile, si ha quando si ritiene probabile una dispersione tra catodo e filamento, a valvola accesa. Per la prova, occorre alimentare adeguatamente il filamento della valvola sospetta, e, senza applicare alcuna tensione agli altri elettrodi, connettere il « probe » tra il catodo ed una estremità del filamento.

Nel medesimo modo, è possibile controllare i potenziometri, le bobine (che dànno inevitabilmente delle scariche allorchè sono presenti tra le spire dei cortocircuiti intermittenti), ecc. In una parola, basta applicare la pinza a coccodrillo ed il puntale tra i due punti tra cui si sospetta aver origine la rumorosità, ed azionare lo strumento.

Impiego dell'indicatore ottico. Oltre che al posto dell'altoparlante come indicatore, l'occhio elettrico può essere impiegato come indicatore di livello nelle misure di amplificazione o nella taratura dei rodioricevitori. A tale scopo, si tenga presente che l'ampiezza della zona luminosa visibile sullo schermo è in stretta relazione con l'ampiezza del segnale entrante nella valvola. Di conseguenza, dopo un breve tirocinio (necessario d'altra parte con qualsiasi apparecchiatura), è possibile acquistare la pratica sufficiente, per valutare, con buona approssimazione, le variazioni di livello del segnale entrante, avvantaggiandosi anche delle misure di confronto che sono rese possibili dalla numerazione riportata sul controllo di amplificazione ($R1$).

HEATH COMPANY

a subsidiary of Daystrom, Inc.

Tracer KIT

Alimentazione	in C.A. con trasformatore 117 Volt 50 : 60 Hz
Assorbimento	25 Watt
Tubi impiegati	V1 - 12AX7 triodo ad alto guadagno, amplicatore d'ingresso « cascode » V2 - 12CA5 tubo a fascio, stadio di potenza per l'uscita V3 - 1629 indicatore elettronico
Altoparlante	del diametro di 9 cm. con magnete permanente
Puntale di prova e terminali di misura	puntale con interruttore incorporato e terminali per BF e per RF lunghi metri 1,20 Due terminali di misura lunghi 90 cm. con presa a coccodrillo
Dimensioni	larghezza 11,2; altezza 18,8; profondità 10 cm.
Peso netto	Kg. 2.

LARIR RAPPRESENTANTE GENERALE PER L'ITALIA

MILANO P.zza 5 GIORNATE 1
Telefoni: 795.762 - 795.763

Agenti esclusivi di vendita per:

LAZIO - UMBRIA - ABRUZZI . . Soc. FILC RADIO
Piazza Dante, 10 - ROMA - telefono 736.771

EMILIA - MARCHE . . . . Ditta A. ZANIBONI
Via Azzogardino, 2 - BOLOGNA - telefono 263.359

VENETO . . . . Ditta E. PITTON
Via Cavallotti, 12 - PORDENONE - tel. 2244

BOLLETTINO TECNICO GELOSO n. 81
REGISTRATORI A NASTRO G 257 - G 268 - G 259

Geloso MILANO ITALIA

DAL 1931
IL
«BOLLETTINO
TECNICO
GELOSO»

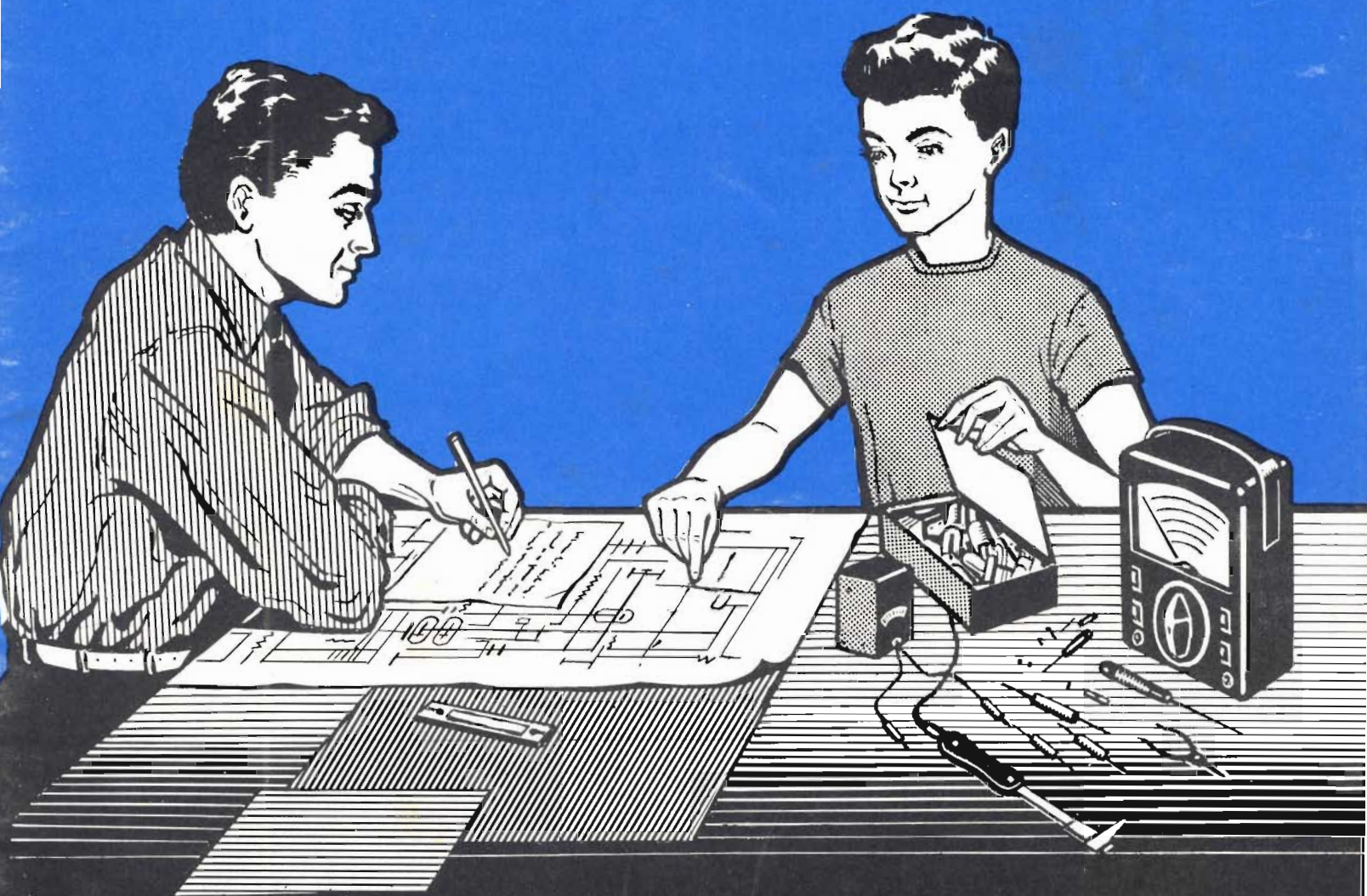
PUBBLICAZIONE TRIMESTRALE

INFORMA - ISTRUISCE
tecnici, amatori, commercianti nel campo radio ed elettronico

è inviato gratuitamente a chiunque lo richieda

La richiesta deve essere accompagnata dalla somma di L. 200 da versarsi **UNA VOLTA SOLA** a rimborso spese d'iscrizione. Il versamento può essere fatto a mezzo vaglia o sul conto corrente postale N. 3/18.401.
Oltre al **BOLLETTINO TECNICO GELOSO,** a tutti gli iscritti nell'indirizzario meccanico di spedizione saranno inviate le altre pubblicazioni del Servizio Stampa Geloso.

GELOSO S. p. A. - Viale Brenta, 29 - Telefoni 563.183/4/5/6/7 - MILANO (808)

corso di
RADIOTECNICA

pubblicazione settimanale - 16 - 23 settembre 1961 - un fascicolo lire 150 48° numero

corso di RADIOTECNICA

settimanale a carattere culturale

Direzione, Amministrazione, Pubblicità:
Via dei Pellegrini 8/4 - Telef. 593.478
MILANO

Ogni fascicolo — contenente 3 lezioni — costa lire 150, acquistato alle edicole.

Se l'edicola risulta sprovvista, o si teme di rimanere privi di qualche numero, si chieda invio settimanale direttamente al proprio domicilio a mezzo abbonamento.

Il versamento per ricevere i 52 fascicoli costituenti l'intero Corso è di lire 6500 + I.G.E. = lire 6630. A mezzo vaglia postale, assegno bancario, o versamento sul conto corr. postale 3/41.203 del « Corso di RADIOTECNICA » - Via dei Pellegrini 8-4 - Milano. In ogni caso, scrivere in modo molto chiaro e completo il proprio indirizzo.

L'abbonamento può essere effettuato in qualsiasi momento; si intende comprensivo delle lezioni pubblicate e dà diritto a ricevere tali lezioni, che saranno inviate con unica spedizione.

Estero: abbonamento al Corso, Lit. 8.500. ($ 15). Numeri singoli Lit. 300 ($ 0,50).

Per i cambi di indirizzo durante lo svolgimento del Corso, unire lire 100, citando sempre il vecchio indirizzo.

Fascicoli singoli arretrati — se disponibili — possono essere ordinati a lire 300 cadauno. Non si spedisce contrassegno.

Distribuzione alle edicole di tutta Italia: Diffus. Milanese - Via Soperga, 57 - Milano.

Direttore responsabile: Giulio Borgogno.

Autorizzaz. N. 5357 - Tribunale di Milano.

Stampa: Intergrafica S.r.l. - Cologno Monzese.

La Direzione non rivende materiale radio; essa può comunicare, se richiesta, indirizzi di Fabbricanti, Importatori, Grossisti ecc. in grado di fornire il necessario ed ai quali il lettore può rivolgersi direttamente.

Alla corrispondenza con richiesta di informazioni ecc. si prega allegare sempre il **francobollo per la risposta.**

Parte del testo e delle illustrazioni è dovuta alla collaborazione del Bureau of Naval Personnel, nonchè al Dept. of the Army and the Air Force - U.S.A.

A chi può essere utile questo Corso? Anzitutto — stante la sua impostazione — il Corso, basato sull'esposizione in forma a tutti accessibile, della radiotecnica, dai suoi elementi basilari alla evoluzione più recente, rappresenta la forma ideale per tutti coloro che intendono dedicarsi all'elettronica, sia come forma ricreativa sia — soprattutto — per l'acquisizione di una professione specializzata che possa procurare loro una posizione di privilegio in seno alla società odierna.

Anno per anno, la nostra civiltà si indirizza sempre più verso questa meravigliosa, si potrebbe dire fascinosa, elettronica, che nel modo più evidente consente sviluppi impensati, progressi grandiosi e una rapida evoluzione di tutti gli altri rami dello scibile che essa tocca e influenza.

L'industria, tutta l'industria, nel senso più ampio, da quella elettrotecnica a quella meccanica, alla metallurgica, alla chimica ecc., con i suoi laboratori di ricerca e le sue fabbriche richiede, e richiederà sempre più, con un ritmo rapidamente crescente, tecnici specializzati con conoscenza dell'elettronica, tecnici specificatamente elettronici e persino operai e impiegati di ogni ordine e categoria con cognizioni di elettronica.

Si può dire che anche le branche commerciali, quelle dei trasporti e persino quelle amministrative con le recenti introduzioni delle calcolatrici, abbisognano di personale che conosca i principi dell'elettronica, le macchine relative, il loro pieno sfruttamento, la eventuale riparazione ecc. e, quanto più in modo completo, quanto meglio.

Nasce, da una tale situazione, una logica conseguenza: per la scelta di una professione o di un mestiere, per un miglioramento della propria posizione sociale, per l'intrapresa di una libera attività o anche per la sola acquisizione di cognizioni che indubbiamente verranno oltremodo utili, è quanto mai opportuno riflettere se non sia conveniente dedicare un po' di tempo allo studio di questa scienza che ha tra l'altro il pregio di rendersi immediatamente attraente, concreta, accessibile e foriera di moltissime soddisfazioni.

A questo scopo appunto, e con questi intenti, è stato redatto questo Corso.

Non mancano invero altri corsi (specie per corrispondenza) o scuole di radiotecnica, nè mancano (sebbene siano in numero del tutto inadeguato) scuole statali o pareggiate ma la struttura e l'impostazione che caratterizzano queste 156 lezioni sono alquanto particolari, presentando non pochi vantaggi sulle diverse altre forme di cui si è detto.

Anzitutto vogliamo porre in evidenza **il fattore economico.**

Frequentare regolarmente, durante tutto l'anno, una scuola è certo il modo più logico — anche se non il più rapido — per apprendere ma, tralasciando il fatto che rarissimi sono gli Istituti di radiotecnica, è a tutti possibile dedicarsi esclusivamente, e per l'intero anno, allo studio? Noi riteniamo che chi può farlo costituisca oggi assai più l'eccezione che la regola. Ciò significa infatti poter disporre liberamente del proprio tempo senza avere la necessità di un contemporaneo guadagno: il nostro Corso permette a chiunque di studiare a casa propria, nelle ore libere dal lavoro, senza abbandonare o trascurare quest'ultimo. Ciò caratterizza invero anche altri corsi, ma il vantaggio economico diviene notevole ed evidentissimo se si considera che di fronte all'esborso, anche se rateale, di quasi 80.000 lire che i corsi per corrispondenza richiedono, seguendo il nostro Corso la spesa in un anno risulta di poco più di 7500 lire (150 lire alla settimana presso un'edicola) o di 6630 lire totali, con recapito postale, settimanale, delle lezioni a domicilio.

E' superfluo dire che la Modulazione di Frequenza, i transistori, i circuiti stampati, la trasmissione, il telecomando ecc. sono argomenti integrali del Corso e non costituiscono motivo di corsi speciali, aggiunti o particolari.

Le lezioni di questo Corso — a differenza di molte altre — non sono stampate con sistemi di dispensa, a ciclostile, o con sistemi più o meno analoghi, derivanti cioè da un originale battuto a macchina da scrivere; esse sono stampate in uno stabilimento grafico, con chiari caratteri tipografici da cui deriva una assai più agevole lettura e — fattore certamente di non secondaria importanza — un contenuto molto più ampio, corrispondendo una pagina a stampa a tre o quattro pagine di quelle citate. Il lettore avrà, alla fine del Corso, un volume di ben 1248 pagine di grande formato!

Chiunque, indipendentemente dall'età, dalla professione e dalle scuole compiute **può seguire il Corso.** Alle esposizioni teoriche si abbinano numerose, attraenti, istruttive ed utili descrizioni che consentono la realizzazione di ricevitori, amplificatori, strumenti vari e persino di trasmittenti su onde corte.

A questo proposito è sintomatico il fatto che la Direzione non vuole assolutamente assumere la fisionomia di un fornitore o commerciante di materiale radio, rivendendo agli allievi le parti necessarie. Il materiale occorrente l'interessato può acquistarlo dove e come meglio crede e, assai spesso anzi, già ne dispone. Viene così evitato l'acquisto forzoso, caratteristico più o meno di tutti gli altri corsi.

Anche chi è già radiotecnico, anche chi ha seguito o segue altri corsi troverà il massimo tornaconto in questo completo ed aggiornato lavoro. Molte nozioni, è logico, saranno note, altre un po' meno e sarà utile rinfrescarle, e il tutto infine costituirà un manuale di consultazione, prezioso tanto per la teoria esposta quanto per i numerosi schemi, per le tabelle, per i grafici, gli elenchi, i dati, il vocabolario dei termini ecc.

Concludendo, si può affermare che questo **Corso di Radiotecnica** oltre che come insegnamento graduale si presenta come **enciclopedia e rivista assieme** ciò che permette di formare — con modestissima spesa — **il più completo, ricco, utile e pratico volume di radiotecnica di cui sia dato oggigiorno disporre.**

ONDE CORTISSIME (V.H.F.) e ULTRACORTE (U.H.F.)

Fino ad ora ci siamo occupati della trasmissione e della ricezione di onde radio di frequenza inferiore ai 30 MHz: questo è il limite superiore della gamma delle Onde Corte. Dedicheremo ora una serie di lezioni allo studio del comportamento, della trasmissione e della ricezione delle radioonde di frequenza superiore ai 30 MHz. Come vedremo, a queste frequenze non si possono più utilizzare i medesimi circuiti che ci son noti, ma si deve ricorrere a nuove tecniche. Anche le modalità di propagazione sono nettamente differenti, e si avvicinano, con l'aumentare della frequenza, a quelle delle onde ottiche.

Le frequenze al di sopra dei 30 MHz si possono suddividere in tre gamme fondamentali:

1) Onde Cortissime, denominate anche **« V.H.F. »**, dallo inglese « very high frequencies », che significa *frequenze molto alte*. Questa gamma si estende dai 30 MHz ai 300 MHz, ossia, rispetto alla lunghezza d'onda, scende dai 10 metri ad 1 metro. Per questa ragione tali onde vengono spesso indicate come « onde metriche ».

2) Onde Ultracorte, denominate anche **« U.H.F. »**, dallo inglese « ultra high frequencies », che significa *frequenze ultra alte*. La gamma delle onde ultracorte si estende dai 300 MHz ai 3.000 MHz, ossia da 1 metro a 10 centimetri. Per questa ragione esse prendono il nome, a volte, di « onde decimetriche ».

3) Microonde; dette **« S.H.F. »** dall'inglese « super high frequencies » (*frequenze super alte*). Quest'ultima gamma si estende dai 3.000 MHz ai 30.000 MHz, ossia va dai 10 centimetri ad 1 centimetro (« onde centimetriche »).

Attualmente sono allo stato di studio tecniche di trasmissione e di ricezione basate sull'impiego di frequenze ancora più alte.

In questa lezione ci occuperemo delle onde cortissime e delle onde ultracorte, con particolare riguardo al loro comportamento ed alla loro propagazione. Prenderemo altresì in considerazione i principi fondamentali inerenti la tecnica di trasmissione e di ricezione a queste frequenze. Delle microonde diremo in altra lezione.

Occorre tenere conto del fatto, anzitutto, che le due gamme che ora considereremo si estendono entro una zona di frequenze molto vasta, ossia da 30 MHz a 3.000 MHz; si verificano perciò diversità di comportamento e di tecnica circuitale tra una zona che potremmo definire come prima (al di sotto dei 75 MHz), una zona da considerarsi centrale (da 75 a 1.000 MHz), ed un'ultima zona (oltre i 1.000 MHz).

Le suddivisioni di cui sopra, così come sono state da noi riportate, hanno un valore puramente formale, poichè il passaggio da un tipo di comportamento ad un altro avviene, in realtà, in modo graduale, e vi sono zone di transizione molto estese.

Possiamo comunque dire che, per sommi capi, la prima parte, specialmente nel suo estremo a frequenza più bassa, si comporta in modo simile a quello delle onde corte; la parte centrale, nel suo comportamento segue le norme che formano oggetto di questa lezione; l'ultima parte, si avvicina alla gamma delle microonde, specialmente per ciò che riguarda la tecnica dei circuiti.

CENNO STORICO

Come si è visto già nelle lezioni dedicate alla trasmissione dilettantistica in modo particolare, uno dei principali problemi che si incontrano anche nelle trasmissioni in Onde Corte oltre che in onde Medie, è dovuto alle interferenze conseguenti alla relativa ristrettezza della gamma (da 3 MHz a 30 MHz, ossia 27 MHz, complessivi). Già nei primi decenni del nostro secolo, il rapido espandersi delle comunicazioni via radio creò problemi, per ciò che riguarda l'assegnazione delle frequenze allora disponibili, ai diversi paesi ed ai diversi servizi di radiotrasmissione.

Furono indette molte conferenze, a livello mondiale, a partire dal 1903, appunto per risolvere questo problema; tuttavia, il risultato consistè solo nel mettere un po' di ordine, in modo da evitare il più possibile il verificarsi di interferenze. Non si risolse la questione fondamentale, riguardante l'impossibiltà di far fronte, con le gamme di frequenze allora a disposizione, a tutte le richieste di canali di trasmissione liberi, da adibirsi a nuovi impieghi. Ci si orientò sempre più verso le frequenze più alte.

Negli anni sucessivi al 1930, si raggiunse una congestione tale, anche nelle Onde Corte, da rendere assolutamente indispensabile un ampliamento delle gamme di frequenze disponibili per le radiotrasmissioni. Iniziò allora una serie di esperimenti e di tentativi volti a rendere possibili collegamenti via radio a frequenze superiori ai 30 MHz. In effetti, si erano fatti tentativi del genere anche in precedenza, specialmente da parte dei pionieri delle radiocomunicazioni e dei dilettanti, sempre alla ricerca di nuove possibilità. Tuttavia, gli esperimenti, anche se coronati da successo, rimasero al livello di curiosità scientifica, poichè mancavano com-

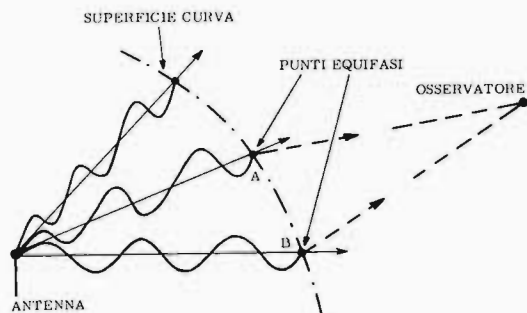



Fig. 1 - Se i punti di un fronte d'onda aventi la medesima fase potessero essere visti da un osservatore, da una distanza notevole, due punti (A e B) giacenti sulla superficie curva da essi individuata, sembrerebbero giacere su di una superficie piana.

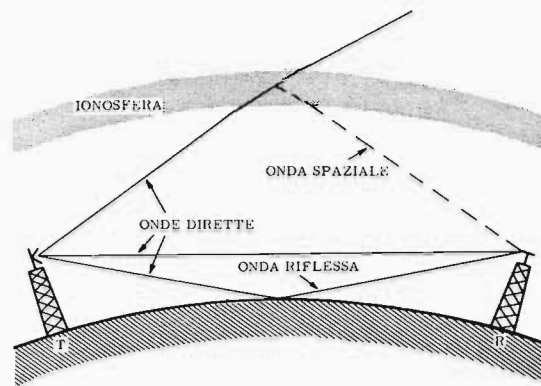



Fig. 2 - Rappresentazione dell'onda spaziale (in parte riflessa), e delle onde dirette (anch'esse in parte riflesse).

pletamente i fondamenti tecnici ed il materiale necessario alla possibilità di impieghi pratici effettivi delle frequenze V.H.F.

Ci riferiamo, in modo particolare, al fatto che le trasmissioni a frequenze superiori ai 30 MHz richiedono, per poter essere effettuate con successo, l'impiego di circuiti e di componenti di tipo speciale, non essendo più adeguata la tecnica valida nel campo delle Onde Medie e delle Onde Corte.

Negli anni dal 1930 al 1936, i laboratori delle industrie cominciarono ad interessarsi attivamente al problema della produzione di componenti elettronici adatti per frequenze elevate, e nello stesso periodo i dilettanti effettuarono studi sulla propagazione e sulle possibilità di impiego delle onde cortissime. Il passo decisivo fu effettuato in seguito all'intensificarsi delle ricerche militari, negli anni immediatamente precedenti la seconda guerra mondiale.

Al termine della guerra, le gamme VHF ed UHF divennero di uso comune, dapprima nel campo delle telecomunicazioni (ponti radio e simili) e poi anche per i servizi di radiodiffusione e televisione. Nel campo delle trasmissioni radio, la gamma VHF fu riservata alle trasmissioni a Modulazione di Frequenza, poichè esse iniziarono appunto nel periodo in cui le comunicazioni mediante onde cortissime entravano nel pieno del loro sviluppo. Attualmente, i servizi di televisione, come vedremo nell'apposito « Corso », vanno estendendosi anche a parte della gamma UHF (banda IV e banda V).

PROPAGAZIONE

Per poter usare con profitto gli apparecchi di telecomunicazione funzionanti nella gamma di frequenze compresa tra 30 e 1.000 MHz, è necessario anzitutto comprendere i fenomeni naturali che influenzano la propagazione delle radioonde aventi appunto tali frequenze. Gli effetti esercitati dall'atmosfera e dalla superficie della terra sulle frequenze che superano i 30 MHz variano col variare delle condizioni climatiche, della natura del suolo, della posizione geografica, della frequenza stessa, e di altri fattori che di volta in volta considereremo. Come sappiamo, in un'onda radio, il campo elettrico e quello magnetico formano tra loro un angolo di 90° esatti, ed entrambi sono — a loro volta — a 90° rispetto alla direzione di moto dell'onda. Supponendo che un osservatore possa, in un dato istante, « vedere » tutti i punti di un treno d'onde, emesse da un'antenna, aventi la medesima fase, egli individuerebbe una superficie curva, con raggio facente capo all'antenna stessa, (vedi **figura 1**). Ciò premesso, aggiungiamo che, se l'antenna è situata a notevole distanza dal punto di osservazione, e se la parte di superficie individuata dai punti di fase eguale è piccola in rapporto alla distanza citata, la curvatura della superficie stessa può essere trascurata agli effetti pratici. In altre parole, si può affermare che una piccola parte della superficie individuata può essere convenzionalmente considerata una superficie piana.

Agli effetti della polarizzazione, abbiamo visto a suo tempo che un'onda viene considerata come polarizzata secondo il piano individuato dalle linee di forza *del campo elettrico*. La scelta tra l'impiego della polarizzazione verticale o di quella orizzontale è in relazione a diversi fattori, quali — ad esempio — l'estenzione e la direzione dell'area nella quale si desidera vengano ricevute le onde trasmesse. Nel caso in cui — poniamo — si desideri irradiare delle onde radio in tutte le direzioni orizzontali, a partire dal punto in cui si trova l'antenna trasmittente, è opportuno adottare un comune dipolo a mezza onda, montato in modo che il suo asse sia verticale. Un'antenna simile, polarizzata verticalmente, irradia altrettanto bene in tutte le direzioni orizzontali; essa — inoltre — irradia anche verso l'alto, con intensità sufficiente per permettere di comunicare, ad esempio, con aerei in volo, ad eccezione di una piccola zona, che si trova perpendicolarmente al di sopra dell'antenna.

Nelle attuali radiocomunicazioni, il piano di polarizzazione dell'onda radio ricevuta in un punto qualsiasi può differire leggermente da quello dell'antenna trasmittente. Se ciò accade, il fatto è dovuto agli effetti di riflessione da parte della terra e delle conformazioni come gli specchi d'acqua, gli edifici di grosse dimensioni, ecc. E' altresì possibile irradiare onde radio polarizzate in modo ellittico, adottando tipi particolari di antenne. In questo modo, il piano di polarizzazione ruota mano a mano che l'onda stessa avanza nello spazio. Precisiamo però che — attualmente — questo sistema di polarizzazione viene impiegato esclusivamente a scopo sperimentale; non ne esistono infatti, fino ad ora, applicazioni stabili in funzione.

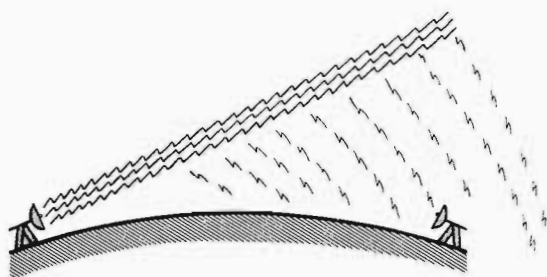



Fig. 3 - Propagazione oltre l'orizzonte con frequenze elevate e onde a fascio, tramite antenne paraboliche sia per trasmissione che per ricezione, fondate sull'effetto «scatter», ossia sulla diffrazione e dispersione.

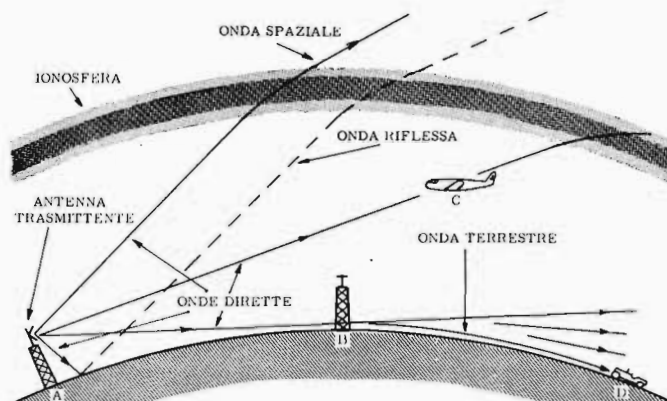



Fig. 4 - L'areoplano C e l'antenna B ricevono un buon segnale per onde dirette, mentre l'automobile D riceve solo segnali debolissimi.

PROPAGAZIONE delle ONDE DIRETTE, SPAZIALI e TERRESTRI

Agli effetti della propagazione delle onde di frequenza compresa tra 30 e 1.000 MHz, si può considerare sia la propagazione diretta che la propagazione indiretta.

Come sappiamo, si definisce onda diretta quella parte dell'energia irradiata che, dalla antenna trasmittente, giunge direttamente all'antenna ricevente, senza subire riflessioni dall'alto da parte della ionosfera, o dal basso da parte della superficie terrestre o di oggetti appoggiati o sospesi su quest'ultima. La propagazione delle onde terrestri, che hanno tanta importanza agli effetti della lunga distanza che può essere coperta da onde radio aventi frequenze inferiori, diventa, in linea di massima meno efficace con l'aumentare della frequenza oltre 30 MHz.

La **figura 2** illustra come un'onda irradiata si divida in onda spaziale (rivolta verso il cielo), onda riflessa, e onda diretta. Si considera onda spaziale quella parte dell'onda irradiata che raggiunge l'antenna ricevente dopo aver subìto una deviazione verso il basso rispetto alla sua direzione originale. Questo tipo di onda diventa estremamente debole con l'aumentare della frequenza, come indicato dalla linea tratteggiata nella figura. A partire da 30 MHz in su, la maggior parte dell'energia irradiata passa attraverso la ionosfera subendo soltanto una lieve deflessione verso il basso, ad eccezione di rari casi in cui le condizioni della ionosfera sono anormali.

Tuttavia dobbiamo citare che nel 1950 ebbero inizio esperimenti, ora pervenuti a risultati pratici, atti a rendere utilizzabili i fenomeni stabili di propagazione oltre l'orizzonte radio. Tali fenomeni possono essere sfruttati con opportuni artifici al fine di raggiungere portate dell'ordine di centinaia di chilometri, oltre la linea dell'orizzonte. Si tratta della propagazione per diffrazione e per un effetto che viene detto « scatter » che può essere definito effetto di dispersione.

Con le onde radio di queste frequenze si manifesta ciò che può essere riscontrato con la luce: è possibile avvertire la luce anche quando la sorgente luminosa non è in vista diretta (caso, ad esempio, del tramonto del sole). La **figura 3** mostra come per effetto dell'atmosfera si abbia la necessaria diffusione.

Occorrono potenze notevoli, antenne ad elevatissimo guadagno e onde irradiate a fascio.

La propagazione delle onde terrestri, a rigore, è riferita alla sola irradiazione di quella parte di energia che si sposta lungo la superficie della terra, in corrispondenza e nell'immediata vicinanza della linea che separa questa dall'aria che si trova su di essa.

Con frequenze inferiori a 30 MHz, le onde terrestri (dette a volte onde di superficie), raggiungono intensità tali da consentire comunicazioni a distanze notevolmente superiori a quella dell'orizzonte ottico. Con frequenze maggiori — invece — esse subiscono un'attenuazione considerevole, in conseguenza della quale la vera e propria onda terrestre diminuisce di intensità così rapidamente oltre l'orizzonte, che diventa inutile agli effetti pratici.

Nei confronti della ricezione, l'energia elettromagnetica captata da un'antenna ricevente, situata in un punto relativamente vicino al trasmettitore e al di sopra della superficie terrestre, è in realtà la risultante delle onde dirette e delle onde riflesse che possono raggiungere quel punto. Naturalmente, l'onda riflessa è — quasi sempre — la più debole delle due, a causa dell'assorbimento e dell'inevitabile dispersione che si verificano nel punto in cui avviene il fenomeno di riflessione. Ne consegue che l'energia effettiva prodotta dal segnale nell'antenna ricevente può essere sia più forte che più debole di quella prodotta dalla sola onda diretta; ciò in quanto detta energia è in stretto rapporto con le relazioni di fase che sussistono tra i due segnali (diretto e riflesso) che raggiungono contemporaneamente l'antenna. Essi possono infatti essere in fase, nel qual caso le rispettive ampiezze si sommano, o sfasati, nel qual caso si sottraggono.

L'onda riflessa, abbiamo detto, è normalmente la più debole: le due onde perciò difficilmente si elidono a vicenda, anche se si trovano in completa opposizione di fase in corrispondenza dell'antenna ricevente. A causa della relativa mancanza di efficacia dovuta alla scarsa propagazione delle onde spaziali e di quelle terrestri, nel campo delle V.H.F. e delle U.H.F., gli unici punti normalmente compresi entro la portata delle comunicazioni che ci interessano maggiormente sono quelli che si trovano direttamente sulla superficie terrestre o leggermente al di sopra di essa, e che possono essere raggiunti dall'onda diretta.

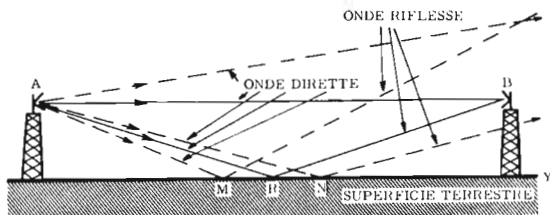



Fig. 5 - Rappresentazione dei diversi tipi di onde che si propagano tra due antenne installate ad una certa distanza su di una superficie relativamente piana. Le onde spaziali si perdono verso l'alto, e l'antenna ricevente (B) riceve sia le onde dirette che parte delle stesse riflesse dalla terra, ma solo quelle che colpiscono il punto R. Le onde riflesse in M e in N non vengono ricevute.

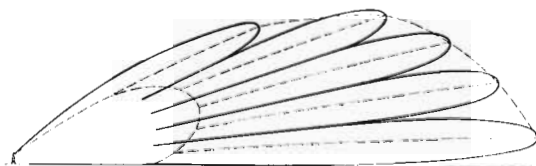



Fig. 6 - Rappresentazione verticale di un diagramma di irradiazione a lobi. Al di fuori di detti lobi non si ha alcuna ricezione. Le linee tratteggiate attraversano i punti in cui si ha la massima e le minima intensità di campo.

La **figura 4** illustra l'effetto generale sulle telecomunicazioni. L'aeroplano presente nel punto *C*, e l'antenna installata sulla torre (nel punto *B*) ricevono entrambi un segnale soddisfacente; per contro, l'automobile presente in *D* riceve soltanto un debole segnale, proveniente dall'onda terrestre. In *A* si trova l'antenna trasmittente.

Dal momento che tutte le onde elettromagnetiche si muovono in direzione rettilinea nello spazio libero, si potrebbe pensare — a tutta prima — che le comunicazioni oltre la portata ottica entro la quale l'antenna ricevente può essere « vista » dall'antenna trasmittente (al di fuori del caso «scatter») siano inattuabili. La pratica ha invece dimostrato che ciò non è vero. La portata effettiva oltre il vero e proprio orizzonte ottico è piuttosto limitata nelle gamme delle V.H.F. e delle U.H.F. ma esiste. Per questo motivo, le onde radio di frequenza superiore a 30 MHz vengono spesso definite « onde semiottiche », per mettere in rilievo il fatto che esse si comportano in modo analogo alle onde di luce. Poichè, in realtà, le onde radio appartenenti a queste gamme di frequenze si comportano effettivamente come la luce, le loro caratteristiche di propagazione vengono spesso definite con l'espressione « trasmissione e ricezione a portata ottica ».

In effetti, l'orizzonte nei confronti della propagazione delle radioonde — in condizioni normali della parte inferiore dell'atmosmera (ossia della troposfera) — si trova leggermente oltre l'orizzonte ottico. Se immaginiamo che la terra abbia un raggio pari a 1,33 volte quello effettivo, una ipotetica linea retta, tesa dall'antenna trasmittente fino ad un punto dell'orizzonte visibile rispetto al raggio maggiore, indicherà la linea effettiva dell'orizzonte radio. La differenza tra il comportamento della luce, e quello delle onde radio appartenenti alle gamme di frequenze considerate, è dovuta quasi esclusivamente alla diversità della lunghezza d'onda.

Portata utile delle comunicazioni — Ponendo sia la antenna del trasmettitore che quella del ricevitore ad un'altezza ragionevole, con una potenza di trasmissione compresa tra 50 e 100 watt, è possibile effettuare buone comunicazioni in modulazione di ampiezza fino alla distanza di 150 chilometri. Questa valutazione approssimativa della distanza è riferita alla conformazione geografica media, in condizioni troposferiche normali; essa — tuttavia — può subire notevoli modifiche ad opera di diversi fattori.

Aumentando ulteriormente l'altezza dell'antenna, ad una od entrambe le estremità del collegamento radio, oppure aumentando la potenza di trasmissione, è logico che la portata può essere — a sua volta — ulteriormente aumentata.

Poichè la conformazione geografica del suolo varia alquanto da una località all'altra, ed inoltre esistono diversi tipi di apparecchi riceventi e trasmittenti, con diversi gradi — rispettivamente — di sensibilità e di potenza, non è possibile — in questa sede — enumerare tutte la condizioni che possono verificarsi a seconda dei casi. Ci limiteremo a considerare i diversi fattori che hanno sulla propagazione — e quindi sull'estensione della portata — effetti determinanti.

I FENOMENI di RIFLESSIONE

In linea di massima, il fenomeno di riflessione nelle gamme delle V.H.F. e delle U.H.F. si verifica in modo analogo a quanto accade nelle gamme di frequenze inferiori. Allorchè le onde elettromagnetiche — di qualsiasi frequenza esse siano — incontrano un ostacolo caratterizzato da una diversa conduttività o da una diversa costante dielettrica nei confronti delle caratteristiche del mezzo attraverso il quale si propagano, una parte della loro energia viene riflessa. Come sappiamo (per quanto detto a proposito alla lezione 124ª), il grado di riflessione dipende dalla conduttività e dalla costante dielettrica del mezzo incontrato, nonchè dalle sue dimensioni fisiche, in rapporto alla lunghezza d'onda. Maggiore è la conduttività dell'oggetto riflettente, o maggiore è la sua costante dielettrica, maggiore è la riflessione delle onde radio aventi una data frequenza.

A ciò occorre aggiungere che gli ostacoli di grandi dimensioni, costituiti da un determinato materiale, riflettono le radioonde meglio che non quelli di dimensioni ridotte. Ad esempio, gli oggetti le cui dimensioni ammontano alla metà della lunghezza d'onda o ad un multiplo esatto di tale grandezza, presenti nel piano di polarizzazione delle onde radio, riflettono maggiormente che non quelli di dimensioni diverse. Gli ostacoli le cui dimensioni sono inferiori ad un quinto della lunghezza d'onda si comportano invece in modo da disperdere le

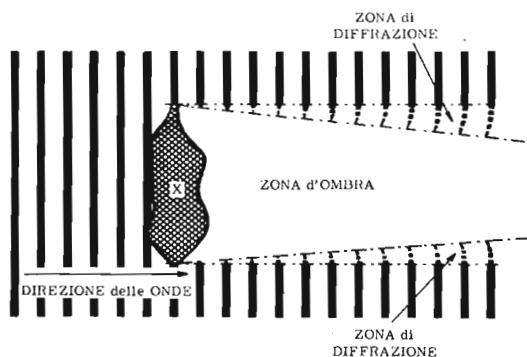



Fig. 7-A - Rappresentazione del fenomeno di diffrazione da parte di un ostacolo. Come si nota, oltre l'ostacolo le onde tendono a convergere in un dato punto.

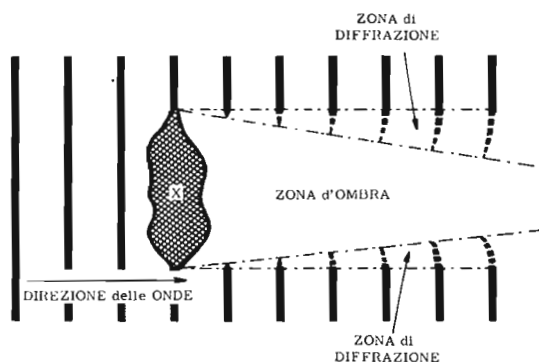



Fig. 7-B - Con una frequenza minore (lunghezza d'onda maggiore), il fenomeno di diffrazione diventa più pronunciato, e la zona d'ombra si restringe.

radiazioni in un ampio angolo, piuttosto che rifletterle in una data direzione. Precisiamo a tale proposito che per « dimensioni » intendiamo indifferentemente una qualsiasi delle dimensioni dell'oggetto, come ad esempio la larghezza, l'altezza o la profondità.

Riflessione da parte della terra — Uno degli effetti più importanti è quello prodotto dalle radioonde riflesse dalla superficie terrestre dopo che esse hanno abbandonato l'antenna trasmittente. La **figura 5** illustra il percorso seguito dall'energia a radiofrequenza diretta e da quella riflessa, nella distanza che intercorre tra due antenne relativamente prossime ad una superficie riflettente piana.

Osservando detta figura, si può notare che, nelle condizioni ad essa riferite, il punto indicato con R è l'unico — sull'intera superficie — dal quale l'energia irradiata dall'antenna A può, in seguito alla riflessione, raggiungere l'antenna B. Le onde riflesse nei punti M ed N — infatti — non passano dal punto B, per cui non provocano nell'antenna sita in quel punto alcun effetto. Tuttavia, se si installa l'antenna B in qualsiasi altro luogo al di sopra della superificie della terra, esisterà sempre un punto — su quest'ultima — dal quale le onde possono essere riflesse in direzione tale da raggiungerla. Le relazioni di fase che intercorrono tra le onde dirette che si spostano lungo il percorso aereo A-B e quelle riflesse lungo il percorso A-R-B dipendono dalla differenza tra le lunghezze dei due percorsi stessi, dal tipo di polarizzazione, e dallo sfasamento che si verifica nel punto di riflessione.

La differenza tra le lunghezze dei due percorsi varia col variare della posizione relativa delle stesse antenne rispetto alla superficie terrestre; analogamente, lo sfasamento che si verifica nel punto di riflessione varia anch'esso col variare dell'angolo di incidenza, e col variare sia della conduttività che della costante dielettrica della superficie riflettente. L'effetto generale derivante dalla combinazione dell'energia diretta e di quella riflessa consiste nella produzione di un diagramma a lobi, nei quali le onde tendono a rinforzarsi a vicenda (sommandosi) o ad elidersi (sottraendosi), distribuito sull'intera regione che si trova al di sopra della superficie riflettente.

La **figura 6** illustra la sezione trasversale di detto diagramma a lobi; in essa, le linee tratteggiate passano attraverso i punti in cui si hanno le intensità massime e minime di campo.

La curvatura della terra modifica solo leggermente l'andamento del diagramma, e ciò perchè il raggio della terra stessa è molto grande in confronto alla distanza presa in considerazione. Ciò nonostante, gli effetti delle irregolarità della superficie terrestre sono considerevoli, in quanto le variazioni dimensionali (di altezza, di profondità, ecc.), possono facilmente essere dell'ordine di grandezza della lunghezza d'onda delle frequenze considerate. La conseguenza generale derivante è che, anche su terreni particolarmente piani (regolari), la struttura a lobi dei punti di massima e minima intensità dei segnali è piuttosto irregolare. Le differenze di ampiezza che sussistono tra i punti di massima e minima intensità di campo sono di gran lunga inferiori a quelle che si avrebbero su una superficie perfettamente regolare e levigata. Buona parte degli effetti del diagramma a lobi si risolve in considerevoli variazioni dell'intensità del segnale ricevuto.

Gli effetti della riflessione da parte di oggetti aventi una buona conduttività sono notevoli: inoltre, dal momento che la maggior parte delle opere create dall'uomo (ci riferiamo agli edifici), contengono una forte percentuale di strutture metalliche, i fenomeni di riflessione che da esse derivano sono sovente causa di fastidiosi inconvenienti. Allorchè le onde di un segnale che si desidera ricevere percorrono direzioni di differente lunghezza, per poi convergere su di un'unica antenna ricevente, si ha spesso il manifestarsi di fastidiose interferenze, che portano alla riproduzione contemporanea di due segnali identici, con uno sfasamento tra loro che, per quanto lieve, compromette l'intelligibilità della ricezione, specie se i due segnali in arrivo hanno approssimativamente la medesima ampiezza. Di questo caso ci occuperemo più a fondo nello studio delle ricezioni televisive (il servizio televisivo utilizza appunto le gamme V.H.F. ed U.H.F.), che forma oggetto di un nostro apposito Corso.

Le conseguenze di questo fenomeno sulla ricezione di semplici trasmissioni radiofoniche, nelle quali la modulazione è costituita soltanto da segnali a frequenza acustica, sono altrettanto indesiderabili. Se il segnale interferente ha un'intensità sufficiente, si ha — ripetiamo — una ricezione distorta e spesso inintelligibile, quando l'intervallo di tempo tra due impulsi sonori identici è superiore ad un centesimo di secondo.

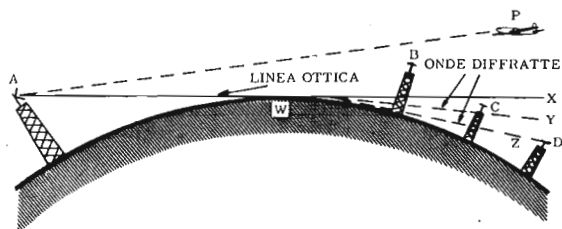



Fig. 8 - A causa della curvatura della superficie terrestre, la ricezione è possibile solo se le due antenne (trasmittente e ricevente) sono sulla medesima linea ottica. Nel caso illustrato, l'areoplano P riceve per onde dirette, come pure l'antenna B. Le antenne C e D tuttavia, pur non essendo ad un'altezza sufficiente per il livello della linea ottica (X), ricevono segnali per diffrazione.

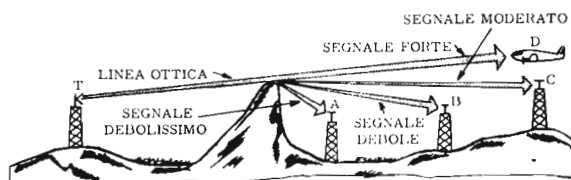



Fig. 9 - La presenza di un ostacolo, (come ad esempio una montagna) lungo la direzione di propagazione, è spesso causa di zone d'ombra e di diversi fenomeni di diffrazione. Nel caso rappresentato, l'areoplano D riceve le onde direttamente, mentre le antenne C, B e A ricevono segnali progressivamente più deboli, a causa dell'angolo di diffrazione sempre maggiore.

Le interferenze multiple causate dall'energia di un segnale riflesso diventano particolarmente gravi nelle zone in cui sono presenti grosse costruzioni in metallo. Esse peraltro possono verificarsi anche in zone collinose o montagnose, in modo speciale se l'antenna trasmittente è situata su di un picco, mentre quella ricevente non è in posizione tale da ricevere un buon segnale diretto.

Le riflessioni delle radioonde dovute alle brusche variazioni della costante dielettrica dell'atmosfera possono verificarsi in prossimità di masse d'aria aventi diverse caratteristiche fisiche, oppure a causa della presenza di zone fortemente ionizzate dell'aurora boreale e dello strato «E» della ionosfera.

Le riflessioni di questo tipo possono a volte restituire sulla terra l'energia dei segnali che, normalmente, sarebbe destinata a disperdersi nello spazio, riflettendola in punti della superficie terrestre a distanza di centinaia, e (a volte) di migliaia, di chilometri dalla antenna trasmittente. Ciò comunque si verifica sporadicamente, e senza un criterio predeterminato, in quanto la presenza di tali variazioni nelle caratteristiche della ionosfera è assolutamente imprevedibile.

Quest'ultimo effetto — tuttavia — diminuisce con l'aumentare della frequenza, e difficilmente viene preso in considerazione con frequenze al di sopra di 300 MHz. Si ha però notizia di qualche caso in cui — ad esempio — una stazione trasmittente americana a modulazione di frequenza, con frequenza dell'ordine di 100 MHz, è stata ricevuta in Australia.

I FENOMENI di DIFFRAZIONE

Come abbiamo visto a suo tempo, la diffrazione è il fenomeno in seguito al quale le onde ruotano intorno ad un ostacolo che si presenta lungo la direzione del loro spostamento. Alcuni tipi di materiali oppongono una certa impedenza al passaggio delle onde radio, che si risolve in una certa attenuazione, o in una dispersione dell'onda stessa in altre direzioni.

La diffrazione, a volte, fa in modo che una parte dell'onda sfiori il bordo della zona d'ombra che si trova posteriormente all'ostacolo. La **figura 7** illustra in **A** e in **B** gli effetti di diffrazione provocati da un medesimo tipo di ostacolo nei confronti di due diverse lunghezze d'onda.

Ci siamo occupati — a suo tempo — degli effetti di diffrazione nei confronti delle onde in genere: nei confronti delle V.H.F. e U.H.F., l'ostacolo principale che deve essere preso in considerazione è lo stesso globo terrestre, con particolare riguardo alle irregolarità presenti sulla sua superficie.

La **figura 8** illustra l'effetto della curvatura della superficie terrestre. L'antenna trasmittente è installata su una torre nel punto *A*, e la linea di orizzonte ottico è individuata dai punti *A* - *W* - X.

Le uniche antenne riceventi, presenti oltre il punto *W*, che possono ricevere energia a radiofrequenza non diffratta, sono quelle installate ad un'altezza sufficiente sulla superficie terrestre, affinchè si trovino al di sopra della linea di orizzonte ottico, come ad esempio l'antenna *B*, oppure l'aeroplano contraddistinto dalla lettera *P*.

Tuttavia, la parte dell'onda irradiata che sfiora la superficie della terra nel punto *W* viene diffratta verso il basso, come indicato dalle linee tratteggiate *W*-*Y* e *W*-*Z*. Maggiore è la lunghezza d'onda, maggiore è la diffrazione; di conseguenza, l'energia propagata lungo la linea *A* - *W* - *Z* risulta da una irradiazione effettuata con lunghezza d'onda maggiore che non quella con cui è effettuata l'irradiazione lungo la linea *A* - *W* - *Y*.

Questa leggera flessione, quasi parallela alla superficie della terra o alle maggiori irregolarità topografiche di quest'ultima, costituisce probabilmente l'effetto più importante che la diffrazione esercita nella gamma di frequenze di cui ci occupiamo. In sostanza, l'effetto della diffrazione consiste nell'aumentare la distanza utile alla quale i segnali possono essere propagati con esito positivo tra antenne installate ad altezze differenti.

Vari tipi di ostacoli naturali, presenti sulla superficie della terra, sono sufficientemente grandi in rapporto alle lunghezze d'onda comprese tra 10 metri (30 MHz) e 30 centimetri (1.000 MHz), per causare zone d'ombra ben definite. La **figura 9** illustra appunto la presenza di zone d'ombra che si verifica nei territori in cui figurano montagne di altezza apprezzabile.

In linea di massima, più acuta è la sommità dell'ostacolo, più efficace è il fenomeno di diffrazione. Allorchè si opera con frequenze elevate l'effetto di diffrazione provocato da questi tipi di ostacoli deve essere tenuto in seria considerazione nella scelta di un punto dove si desidera installare la stazione trasmittente.

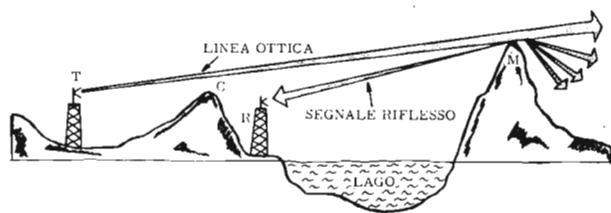



Fig. 10 - Spesso, nelle comunicazioni con frequenze molto elevate, un'antenna ricevente può ricevere i segnali emessi da una antenna direttiva orientata nella sua medesima direzione. Ciò accade quando esiste un ostacolo che riflette le onde nella direzione di provenienza. Si noti la diffrazione oltre l'ostacolo.

Fig. 11 - In condizioni normali di pressione, di temperatura, e di ionizzazione, l'indice di rifrazione diminuisce leggermente e regolarmente con lo aumentare dell'altezza rispetto alla superficie terrestre.

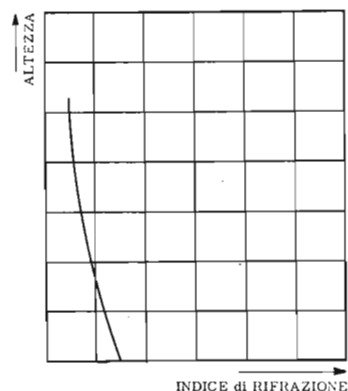
La conformazione naturale della superficie terrestre varia notevolmente — ripetiamo — da una località ad un'altra; è quindi possibile enunciare poche regole generali agli effetti della scelta del punto di installazione di trasmettitori funzionanti nelle gamme V.H.F. e U.H.F. Anche queste regole devono essere considerate con una certa cautela e verificate sperimentalmente, nella eventualità che si ottengano risultati poco soddisfacenti. Gli argomenti da considerare sono i seguenti:

— Per ottenere con sicurezza la massima portata utile, è opportuno installare l'antenna trasmittente alla massima altezza consentita, ed il più possibile lontano dagli ostacoli (edifici, colline, ecc.) presenti in prossimità. Ciò è particolarmente importante per il raggiungimento delle aree che si trovano al di sotto del livello medio, nella zona circostante, come ad esempio bassopiani, vallate, ecc.

— Se esiste qualche ostacolo che impedisce l'osservazione diretta della linea di orizzonte, è più opportuno installare l'antenna ricevente ad una certa distanza da detto ostacolo: essa deve trovarsi — in altre parole — in posizione tale che una retta ipotetica possa unirla alla antenna trasmittente senza subire interruzioni nè deviazioni. Nella figura 9, l'antenna ricevente presente nel punto *B* riceverà logicamente un segnale più intenso dal trasmettitore *T* che non un'antenna identica installata nel punto *A*, pur essendo entrambe ad un'altezza pressochè eguale.

In caso di impossibilità di porre l'antenna ricevente in un punto favorevole, come ad esempio *B* o *C*, può essere vantaggioso adottare un'antenna ricevente direzionale orientata verso un oggetto riflettente che sia in grado di ricevere un segnale abbastanza forte. Questo caso è illustrato alla **figura 10**.

I FENOMENI di RIFRAZIONE

Quando un'onda radio attraversa la zona interposta tra due mezzi di propagazione aventi una diversa costante dielettrica, la direzione di propagazione viene alterata, a meno che l'angolo di incidenza non sia esattamente di 90°. Come abbiamo visto a suo tempo, sia a proposito delle onde radio, che a proposito delle onde sonore, questo fenomeno si chiama rifrazione. L'angolo di incidenza dell'onda rispetto alla superficie intermedia, e la differenza tra le costanti dielettriche dei due mezzi, sono determinanti agli effetti dell'ammontare della rifrazione della direzione di propagazione.

Abbiamo visto a suo tempo, inoltre, che l'indice di rifrazione di qualsiasi mezzo può essere definito come il rapporto tra la velocità della luce nel mezzo stesso, e la velocità della luce nel vuoto.

La costante dielettrica del mezzo di propagazione esercita un'influenza diretta col fenomeno di rifrazione.

Considerando gli effetti della rifrazione da parte della atmosfera sulle onde radio di frequenza compresa tra 30 e 1.000 MHz, la conoscenza delle condizioni che si verificano ad alcune centinaia di metri di altezza dalla superficie terrestre, acquista una certa importanza.

Come è noto, l'aria è suscettibile di compressione, e lo stesso peso dell'atmosfera che la sovrasta fa sì che la densità dell'aria aumenti progressivamente in prossimità della superficie terrestre. Oltre a ciò, l'aria prossima al suolo contiene una quantità di vapore maggiore di quella contenuta negli strati d'aria ad una certa altezza a causa dei fenomeni di evaporazione da parte della vegetazione, degli specchi d'acqua, ecc.

Entrambi questi fenomeni provocano un aumento della costante dielettrica in prossimità della terra, ed una conseguente progressiva diminuzione della stessa con l'aumentare dell'altitudine. Da ciò deriva che l'indice di rifrazione è anch'esso maggiore in prossimità del suolo, e — logicamente — diminuisce man mano che si sale, in condizioni normali.

La variazione dell'indice di rifrazione non è notevole; essa è però sufficiente a far sì che le radioonde che si propagano orizzontalmente subiscano una leggera flessione verso il basso. L'ammontare di detta flessione è proporzionale alla variazione dell'indice di rifrazione col variare dell'altitudine.

Questo effetto, come appare evidente, si somma a quello della deviazione per diffrazione, ed estende ulteriormente la portata delle trasmissioni al di là dello orizzonte ottico. La **figura 11** illustra l'andamento della curvatura di un'onda radio riferito all'altezza alla quale è posta l'emittente. La curvatura in questione è quella dovuta agli strati bassi dell'atmosfera, quando questa si trova in condizioni normali.

Sfortunatamente, dette condizioni normali non si verificano che per alcune ore al giorno, e senza alcuna regolarità. Infatti, le variazioni dell'indice di rifrazione in funzione dell'altezza dipendono essenzialmente

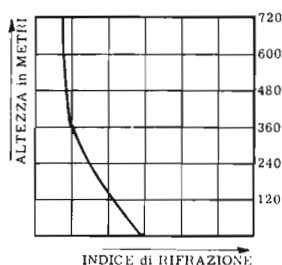



Fig. 12-A - La variazione dell'indice di rifrazione è molto più rapida al di sotto di 360 metri circa; si ha allora uno «strato superficiale» che aumenta la portata del trasmettitore con segnali di frequenza appropriata.

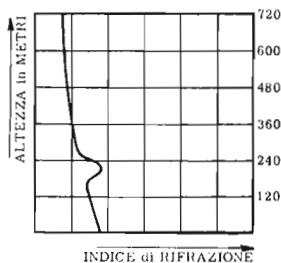



Fig. 12-B In altre condizioni, la variazione dell'indice di rifrazione è più brusca ad altezze comprese tra 150 e 250 metri circa. Se un'antenna ricevente si trova ad un'altezza adatta, può ricevere a distanza ancora maggiore.

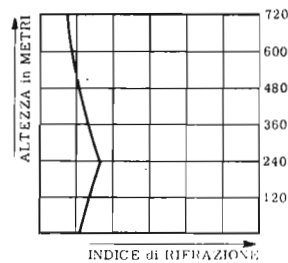



Fig. 12-C - In altri casi si hanno risultati opposti: l'indice aumenta fino ad una data altezza, dopo di che diminuisce progressivamente. Ciò determina uno strato rifrangente che ha effetti particolari, a seconda della frequenza.

dalle condizioni atmosferiche locali e dalla temperatura. In particolare, hanno molta importanza le variazioni, in funzione dell'altezza, della pressione, dell'umidità, e della temperatura. Se si eccettuano pochissimi casi, la previsione dell'andamento di queste condizioni, e del loro effetto sull'indice di rifrazione, è sempre molto difficile e — molto spesso — impossibile.

Indice di rifrazione e condizioni atmosferiche — Alla **figura 12** è indicato, in funzione dell'altezza, la rapidità di cambiamento dell'indice di rifrazione, in corrispondenza di tre casi tipici di condizioni atmosferiche.

Abbiamo visto, alla figura 11, le condizioni che si verificano normalmente. In tal caso, l'onda emessa orizzontalmente risulta deviata verso il basso, curvandosi un po' meno della superficie terrestre. Sono queste le condizioni standard, cui si è accennato precedentemente.

In **A**, la variazione dell'indice di rifrazione è molto più forte al di sotto dei 360 metri di altezza, il che determina la presenza di un cosiddetto « strato superficiale ». Quando ciò si verifica, le onde radio di frequenza appropriata, irradiate orizzontalmente da un'antenna situata all'interno o leggermente al di sotto dello strato superficiale, vengono rifratte verso il basso in modo maggiore che non nel caso precedente. E' quindi possibile ricevere il segnale in punti della superficie terrestre notevolmente al di fuori della normale portata del trasmettitore.

Questo effetto, quando è molto forte, viene denominato « effetto trappola », poichè le onde rimangono parzialmente intrappolate nello strato in cui si verificano le condizioni di rifrazione anormali. Si può dire che questo strato agisca, in questo caso, come una guida entro la quale le onde radio si propagano.

Il caso **B** è simile a quello ora trattato, se si eccettua il fatto che lo strato trappola si determina ad un'altezza superiore. Precisamente, la rapidità di variazione dell'indice di rifrazione è simile a quella normale fino ad un'altezza di circa 150 metri. Successivamente, aumenta in modo netto, per tornare poi in condizioni normali a circa 250 metri di altezza.

In queste condizioni, le onde radio, irradiate orizzontalmente da parte di antenne disposte al di sotto dello strato trappola, risultano parzialmente intrappolate da questo. Un'antenna ricevente, posta molto al di là della normale zona di propagazione, può riuscire a captare un segnale di intensità sufficiente, se si trova ad un'altezza compresa tra il limite superiore ed il limite inferiore dello strato. Anche le antenne disposte al di sopra od al di sotto dello strato ricevono un certo segnale, che però risulta nettamente inferiore.

Condizioni completamente opposte a quelle che si determinano nel caso dello strato superficiale, sono riportate alla figura 12-**C**. Dell'andamento della curva si può rilevare che, fino ad una certa altezza, l'indice di rifrazione varia in modo pressochè costante, aumentando. In seguito, esso diminuisce, sempre con variazione quasi uniforme, fino a riportarsi alle condizioni normali. In conseguenza di ciò, si determina lo strato rifrangente ad una certa altezza rispetto al suolo; questo strato ha un effetto molto caratteristico sulla propagazione delle onde radio.

L'effetto di intrappolamento delle onde radio da parte di strati superficiali è trattato in questa lezione poichè esso si manifesta in modo rilevante esclusivamente nel campo delle VHF e delle UHF. A frequenze inferiori o superiori, pur continuando a sussistere, questo effetto non è tale da permettere il suo sfruttamento pratico nel campo delle radiocomunicazioni. La tabella qui riportata indica la relazione fra lo spessore dello strato trappola e la massima lunghezza d'onda che può essere intrappolata, qualora lo strato abbia caratteristiche tali da determinare una rifrazione sufficiente.

Spessore degli strati	Frequenza
25 metri	3.000 MHz
36 metri	1.000 MHz
120 metri	300 MHz
180 metri	100 MHz
600 metri	30 MHz

Per frequenze inferiori ai 30 MHz, occorrerebbero strati trappola di forte altezza, che si verificano solo in circostanze eccezionali; non si può pertanto fare conto su questo genere di propagazione con sicurezza.

Gli strati trappola estendono la portata delle trasmissioni VHF ed UHF soprattutto nel caso in cui sia l'antenna trasmittente che quella ricevente si trovino all'interno dello strato. Anche nel caso in cui le antenne siano di poco al di sopra dello strato, si hanno buoni risultati.

ANTENNE per ONDE CORTISSIME e ULTRACORTE

Ci siamo occupati della propagazione delle onde di frequenza compresa tra 30 e 1.000 MHz, ed abbiamo esaminato le differenze tra il comportamento di tali onde e di quelle di frequenza minore: osserveremo ora come detto comportamento debba essere tenuto in rilevante considerazione nella scelta del tipo di antenna da adottare con un'apparecchiatura funzionante appunto in una di tali gamme.

Possiamo innanzitutto distinguere tra antenne *omnidirezionali*, ed antenne *direzionali*. Le prime, come dice la parola stessa, irradiano in tutte le direzioni (compatibilmente con le caratteristiche del luogo in cui sono installate) mentre, nelle seconde, la potenza del trasmettitore viene concentrata in un'unica direzione, mediante l'emissione di **un fascio di onde**, inviate direttamente verso l'antenna ricevente, oppure, ove necessario, verso un ostacolo che provvede a riflettere le onde stesse nella direzione voluta.

Come vedremo, il fenomeno della riflessione viene sfruttato vantaggiosamente nelle antenne direzionali. Infatti, in prossimità dell'elemento attivo (irradiante), con determinati criteri che apprenderemo, vengono installati degli elementi **parassiti**. Questi ultimi hanno, rispetto all'antenna vera e propria, relazioni dimensionali tali che l'energia da essi riflessa viene a trovarsi in fase con quella diretta, in modo da sommarsi ad essa.

In pratica, le antenne adottate nelle gamme di frequenze di cui ci occupiamo, sia per la trasmissione che per la ricezione, sono basate sui medesimi principi esposti nella lezione 125ª nei confronti di segnali a frequenza minore. L'unica differenza vera e propria consiste nelle diverse dimensioni che, dato il funzionamento su lunghezze d'onda molto ridotte, sono più piccole, oltre alla diversa tecnica di impiego, dovuta alle diverse caratteristiche di propagazione e soprattutto, molte volte, allo sfruttamento della direzionalità.

Come sappiamo, il compito di un'antenna trasmittente consiste nel convertire la massima parte della energia ricevuta dal trasmettitore in energia irradiata sotto forma di onde radio, e quello di un'antenna ricevente nel captare la massima parte dell'onda che la colpisce, al fine di fornire al ricevitore cui è connessa un segnale avente la massima ampiezza.

Per aumentare l'efficacia di un'antenna, si ricorre spesso alla combinazione di diversi elementi, i quali formano così un allineamento di antenne, ossia un *sistema di antenna* (in inglese, « antenna array »). Le applicazioni in questo campo sono numerose; si hanno infatti dei semplici dipoli, dipoli con elementi parassiti o riflettori, antenne rombiche, antenne « Yagi », paraboliche, ecc., ed il loro impiego dipende — ripetiamo — dalle prestazioni che si desidera ottenere.

Una premessa necessaria a quanto viene qui esposto, è che — come già si è detto in altra occasione — il funzionamento di un'antenna può aver luogo indifferentemente sia in trasmissione che in ricezione. Nel caso dell'impiego in trasmissione, i campi irradiati determinano effetti secondari negli elementi aggiunti, i quali effetti si ripercuotono sul funzionamento dell'intera antenna, modificandone — a seconda delle caratteristiche strutturali, dimensionali e di collegamento — sia l'intensità di irradiazione che la direzionalità. Nel caso invece dell'impiego in ricezione, gli effetti secondari si manifestano egualmente negli elementi aggiunti, con la sola differenza che — invece di essere dovuti al campo emesso direttamente dall'elemento attivo — essi sono dovuti all'energia captata dallo spazio, e proveniente dal trasmettitore i cui segnali vengono ricevuti. In altre parole, se un'antenna ha caratteristiche dimensionali tali da predisporne il funzionamento sulla frequenza — ad esempio — di 300 MHz, tale antenna può essere impiegata opportunamente sia per trasmettere segnali su questa frequenza, che per riceverli.

Nel caso delle antenne direttive, l'effetto di direzionalità, dovuto alla presenza di elementi parassiti opportunamente disposti, si manifesta anch'esso sia agli effetti dell'irradiazione che agli effetti della ricezione. Infatti, un'antenna predisposta per inviare segnali di una data frequenza in una determinata direzione, è anche adatta per ricevere segnali di tale frequenza, provenienti dalla medesima direzione, e soltanto da quella.

Se si considera che un elemento irradiante, connesso all'uscita di un trasmettitore, induce correnti in fase che provocano anch'esse una certa irradiazione che, mantenendo le relazioni di fase rispetto alle correnti originali, alterano le caratteristiche di irradiazione, è intuitivo che le tensioni che si manifestano sia nell'elemento principale che negli elementi parassiti per effetto delle onde elettromagnetiche, abbiano tra loro relazioni di fase determinate dalle dimensioni e dalla reciproca posizione degli elementi stessi.

La sola differenza tra il caso di trasmissione e quel-

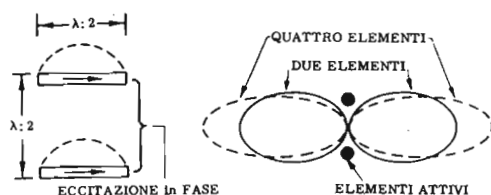



Fig. 1 - Rappresentazione di un'antenna ad irradiazione trasversale. I due elementi, di lunghezza pari a λ : 2, e distanziati di un ammontare pari alla lunghezza stessa, sono eccitati in fase. A lato è visibile la variazione del diagramma di irradiazione con l'impiego di 2 o 4 elementi.

Fig. 2-A - Antenna con irradiazione alle estremità, e diagramma relativo di irradiazione. La distanza tra gli elementi è pari a λ : 2, e lo sfasamento è di 180°.

Fig. 2-B - Se si riduce la distanza a λ : 4, e lo sfasamento a 90°, il diagramma di irradiazione diventa monodirezionale, come illustrato a lato.

lo di ricezione sotto questo punto di vista, consiste nel fatto che, mentre in trasmissione le caratteristiche di funzionamento si rivelano agli effetti dell'intensità del segnale irradiato e dalla direzione di irradiazione, agli effetti della ricezione esse si rivelano nella intensità del segnale ricevuto, e nell'orientamento che l'antenna deve avere rispetto al trasmettitore con cui è in contatto, affinchè la ricezione sia possibile.

TIPI di ANTENNE

I diversi elementi costituenti l'antenna (attivi e parassiti) possono essere tutti in diretto collegamento con la linea di trasmissione, come possono esserlo in parte. Allorchè l'antenna è formata da elementi tutti connessi, si possono distinguere — a seconda della posizione, direzione ecc. degli elementi — tre tipi di antenna risultante: l'antenna ad irradiazione trasversale, quella con irradiazione alle estremità, e quella ad irradiazione collineare.

Antenna ad irradiazione trasversale — Quando due elementi, aventi una lunghezza pari alla metà della lunghezza d'onda, si trovano ad una distanza tra loro *pari alla loro lunghezza stessa* (λ : 2), paralleli tra loro ed eccitati con la medesima fase, la maggior parte dell'irradiazione si verifica in una direzione perpendicolare al piano individuato dagli elementi stessi.

La **figura 1** illustra la struttura ed il diagramma di irradiazione di un'antenna di questo tipo. Osservando tale figura, si nota che il diagramma di irradiazione è raffigurato in tratto continuo; quello tratteggiato rappresenta invece l'aumento di direzionalità che si ottiene aumentando il numero degli elementi.

Antenna con irradiazione alle estremità — Quando due elementi irradianti sono distanziati tra loro di una certa *frazione della lunghezza d'onda*, (ad esempio 0,2 λ), e vengono eccitati l'uno rispetto all'altro con uno sfasamento pari alla medesima frazione riferita ad un ciclo (0,2 di un ciclo nel nostro esempio, cioè 0,2 di 360°, vale a dire 72°), l'irradiazione è direzionale rispetto al piano dell'antenna stessa, e perpendicolare al piano individuato dagli elementi. In particolare, essa è direzionale rispetto a quel terminale nel quale la corrente subisce il massimo ritardo.

Se la distanza tra gli elementi è pari alla metà della lunghezza d'onda, allora, evidentemente, l'eccitazione avviene in opposizione di fase, ossia con uno sfasamento di 180°. Ciò determina il diagramma di irradiazione bidirezionale illustrato alla **figura 2-A.** E' però possibile ottenere un diagramma di irradiazione monodirezionale, del tipo a cardioide (figura 2-**B**), portando la distanza tra gli elementi ad un quarto della lunghezza d'onda, e riducendo, mediante intervento sulla linea di trasmissione, lo sfasamento a soli 90°.

Antenna ad irradiazione collineare — Si ha un'antenna del tipo collineare allorchè essa è costituita da due elementi di lunghezza *pari alla metà della lunghezza d'onda*, posti uno a fianco dell'altro, longitudinalmente, ed eccitati in fase.

Nell'allineamento collineare non si verifica alcuna direzionalità nel piano perpendicolare dell'antenna stessa, ma si ha un diagramma di forma piuttosto stretta ed allungata in qualsiasi piano passante per essa, come illustrato dalla **figura 3**. Aggiungiamo che, come accade con qualsiasi altro tipo, aumentando il numero degli elementi a mezza onda, si aumenta contemporaneamente e proporzionalmente la direttività del diagramma di irradiazione.

Gli elementi parassiti

Un'antenna provvista di elementi parassiti consta di due o più elementi, uno solo dei quali viene connesso alla linea di trasmissione. L'altro elemento (o gli altri, se più di uno), viene eccitato o per induzione da parte delle onde elettromagnetiche in arrivo (in ricezione) o dal campo di irradiazione emesso dall'elemento attivo (nel caso dell'impiego in trasmissione). Come detto poc'anzi, con l'aggiunta di uno o più elementi parassiti è possibile ottenere diagrammi particolarmente direzionali.

In pratica, il funzionamento è analogo a quello che si verifica in un comune trasformatore, nel quale un avvolgimento (primario), induce una corrente nell'altro (secondario), la quale corrente — a sua volta — determina un campo magnetico che induce un'altra corrente nel primario in seguito alla produzione di un ulteriore campo magnetico.

La relazione di fase tra i segnali presenti nei diversi elementi varia a seconda della distanza che tra essi intercorre. Tale distanza — normalmente — cor-

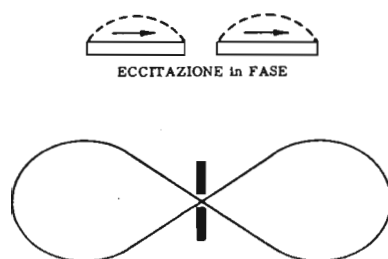



Fig. 3 - Nell'antenna collineare, le due sezioni del dipolo sono eccitate in fase. Il diagramma di irradiazione è — in tal caso — bidirezionale.

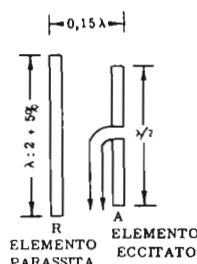



Fig. 4-A - Rappresentazione di un dipolo con elemento riflettore (più lungo dello 0,5% dell'elemento attivo.)

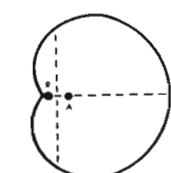



Fig. 4-B - Diagramma di irradiazione di una antenna del tipo di figura 4-A. L'antenna A è direttiva nella direzione opposta al lato del riflettore (R)

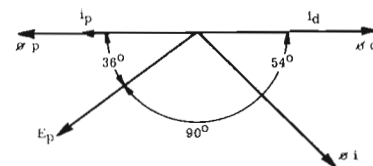



Fig. 4-C - Rappresentazione vettoriale delle relazioni di fase in una antenna ad elementi parassiti del tipo di figura 4-A. Il tempo durante il quale il campo dell'elemento attivo raggiunge il riflettore corrisponde ad 1/15 di ciclo (pari a 54°). Il campo di quest'ultimo, (che non risuona perchè più lungo), è in opposizione di fase rispetto a quello dell'elemento attivo. Perciò l'antenna è direttiva.

risponde ad una frazione apprezzabile della lunghezza d'onda.

In un'antenna con elementi parassiti, come quella illustrata alla **figura 4-A**, l'elemento eccitato, indicato con A, è interrotto al centro per consentire il collegamento di una linea di alimentazione a bassa impedenza. La lunghezza di tale elemento ammonta alla metà della lunghezza d'onda. Questo particolare rende l'antenna stessa autorisonante.

L'elemento parassita, detto **riflettore**, si trova ad una distanza dal primo pari al 15% della lunghezza d'onda, ed ha una **lunghezza maggiore** del 5% circa. Il diagramma di figura 4-**B** illustra il comportamento direzionale, e la figura 4-**C** illustra vettorialmente le relazioni di fase che si verificano. Il vettore i_d, che rappresenta la corrente circolante nell'elemento eccitato, è in fase col campo H. Quella parte di detto campo H che taglia l'elemento parassita è in ritardo rispetto al campo erogato dall'elemento attivo, di un ammontare pari a 0,15 cicli, (corrispondente al tempo impiegato per coprire la distanza tra gli elementi). Tale ritardo equivale a 54° ($360 \times 0{,}15 = 54$). La tensione indotta dal campo magnetico è sfasata di 90° rispetto al campo stesso, ed è rappresentata dal vettore E_p.

Se l'elemento parassita fosse in condizioni di risonanza, la corrente che lo percorre sarebbe in fase con E_p; il riflettore — invece — ha, come abbiamo detto, una lunghezza maggiore di quella occorrente per ottenere la risonanza sulla semilunghezza d'onda. Una antenna lunga, come sappiamo, presenta una caratteristica induttiva, e la corrente che la percorre è in ritardo rispetto alla tensione di 36°, se la differenza di lunghezza in più ammonta al 5% (percentuale di maggiore lunghezza prescelta per il riflettore). Il campo irradiato è inoltre in fase con questa corrente. Riassumendo, il campo erogato, nell'istante in cui — per così dire — si stacca dall'elemento parassita, viene ad essere in opposizione di fase (ossia sfasato di 180°) rispetto a quello emesso — nel medesimo istante — dall'elemento eccitato.

Se il diagramma polare di due elementi spaziati di 0,15 volte la lunghezza d'onda, ed eccitati in opposizione di fase, viene rappresentato graficamente, risulta appunto la curva illustrata alla figura 4-B. Ciò dimostra che la maggior parte dell'irradiazione si manifesta da un lato dell'elemento eccitato direttamente, il quale lato è opposto a quello che ha di fronte l'elemento parassita. Ovviamente, l'irradiazione dal lato dell'elemento riflettore è minima.

Un altro particolare degno di nota è che il campo che passa attraverso il riflettore taglia l'antenna (elemento eccitato), e induce in essa una tensione che modifica la corrente di ingresso. L'impedenza d'ingresso, che è funzione di detta corrente, ammonta allora a circa 50 ohm, in confronto ai 75 ohm della sola antenna.

Un elemento parassita assume il ruolo di elemento **direttore**, allorchè ha una **lunghezza inferiore** a quella dell'elemento attivo (**figura 5-A**). In questo caso, la maggior parte dell'energia viene orgata dall'elemento attivo in direzione dell'elemento parassita. Per comprendere ciò che accade, si osservi il diagramma di irradiazione illustrato alla figura 5-**B**. In linea di massima, l'elemento direttore ha una lunghezza inferiore del 5% circa, e dista dall'elemento attivo di un ammontare pari a circa 0,1 volte la lunghezza d'onda. A volte, in questo tipo di antenna, l'impedenza dell'elemento attivo si riduce al valore di 20 ohm.

Per aumentare ulteriormente sia la direttività che il guadagno, è possibile aggiungere ad un'antenna eccitata diversi elementi parassiti. Il guadagno teorico di un'antenna direzionale, costituita da un elemento attivo e da un certo numero di elementi parassiti, è il seguente:

Numero degli elementi	Guadagno
2	2,5 (4,0 dB)
3	3,6 (5,6 dB)
4	5,0 (7,0 dB)
5	6,4 (8,1 dB)

Si veda, in proposito, quanto detto a pagina 997.

Si osservi l'antenna ad elementi denominata « Yagi », illustrata alla **figura 6-A**. In questo tipo, l'elemento attivo è isolato, mentre il riflettore e tutti gli elementi direttori sono saldati ad un tubo parallelo alla direzione di propagazione. L'ampiezza del fascio d'onde è di circa 19°. L'antenna « Yagi » a 4 elementi illustrata nella figura 6-**B**, avente caratteristiche costruttive analoghe a quelle del tipo illustrato alla figura 6-A, ha una ampiezza del fascio di circa 50°.

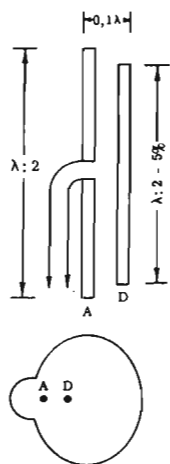



Fig. 5-A - Rappresentazione di un dipolo provvisto di elemento parassita (direttore), più corto del 5%.

Fig. 5-B - Diagramma di irradiazione della antenna del tipo di figura 5-A.

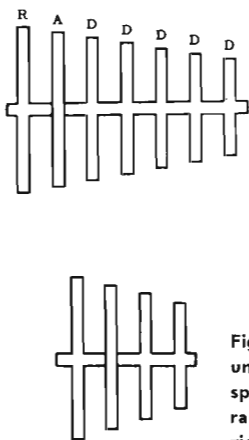



Fig. 6-A - Esempio di una antenna « Yagi », munita di un elemento attivo, A, un elemento riflettore, R, (più lungo), e di cinque elementi direttori (D), progressivamente più corti.

Fig. 6-B - Antenna « Yagi » con un riflettore e due direttori. Rispetto al tipo illustrato alla figura 6-A, il diagramma di irradiazione è molto meno direzionale.

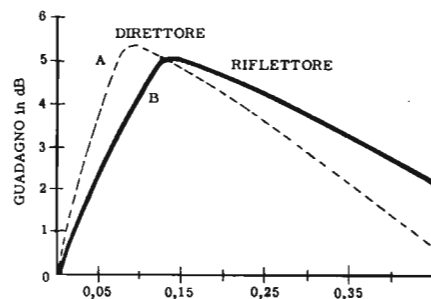



Fig. 7 - Rappresentazione della variazione del guadagno relativo in un'antenna ad elementi parassiti, col variare della distanza degli stessi espressa in frazioni della lunghezza d'onda (sull'asse orizzontale).

Il metodo convenzionale per esprimere la direzionalità di un sistema di antenna è fondato o sul rapporto tra la potenza ottenuta nel lobo maggiore e quella irradiata da una semplice antenna a mezza onda (guadagno d'antenna), oppure sul rapporto tra la potenza erogata in direzione del lobo migliore, e quella irradiata in direzione opposta (rapporto tra irradiazione anteriore e irradiazione posteriore).

La direzione del lobo migliore viene normalmente definita *« direzione avanti »* mentre la direzione opposta viene definita *« direzione dietro »*. In altre parole, questo rapporto sussiste tra la potenza utile del campo anteriore, e la potenza utile del campo posteriore.

Ad esempio, il rapporto *avanti/dietro* dell'antenna illustrata alla figura 4-B è di circa 5 : 1. In decibel, ciò rappresenta approssimativamente un guadagno di 7 dB. Il rapporto tra la potenza anteriore e quella ottenibile con una singola antenna a mezza onda ammonta a circa 4 decibel.

La **figura 7** illustra l'effetto della variazione di distanza tra gli elementi, nei confronti del guadagno di potenza di un'antenna, paragonato all'intensità del campo di un'antenna semplice a mezza onda.

La curva indicata con *A* rappresenta il guadagno che si ottiene se si frappone una distanza pari a diversi sottomultipli della lunghezza d'onda tra un elemento direttore a mezza onda, ed un elemento attivo a mezza onda.

La curva indicata con *B* illustra invece il guadagno corrispondente ad una distanza di mezza onda tra il *riflettore* e l'elemento irradiante a mezza onda.

Il grafico illustra le condizioni nelle quali — adottando un unico elemento parassita — la differenza di risultato che si ottiene impiegandolo come direttore è minima rispetto all'impiego con funzioni di riflettore. Allorchè l'elemento parassita viene dimensionato in modo da agire da riflettore, la distanza dall'elemento attivo che consente il massimo guadagno ammonta a circa 0,15 volte la lunghezza d'onda; si tratta di un picco di guadagno piuttosto ampio. Usato come elemento direttore, esso consente un guadagno anche maggiore (sebbene di poco): tuttavia, la differenza rispetto al caso precedente non supera 0,5 dB. Di conseguenza, sulla base del guadagno ottenuto, non vi sono elementi che possano determinare decisamente la scelta tra i due tipi di impiego di un unico elemento parassita. La curva più ampia consentita dall'elemento riflettore offre un vantaggio considerevole, in quanto la distanza tra questo e l'elemento attivo è meno critica. Di conseguenza, un errore di piccola entità nella distanza tra l'elemento irradiante ed il riflettore provocherà una diminuzione del guadagno inferiore a quella derivante dal medesimo errore nei confronti dell'elemento impiegato come direttore. Per questo motivo, allorchè si usa un elemento singolo, si tratta — in genere — di un elemento riflettore.

Il confronto tra i tipi di antenne più direttivi viene fatto in funzione dell'angolo del fascio d'onde. Ci riferiamo all'angolo compreso tra i punti in cui si ha la metà della potenza, nel lobo principale del diagramma di irradiazione. Detti punti sono quelli nei quali l'intensità del campo elettrico (volt per metro) è pari a 0,707 volte quella che si ottiene lungo l'asse del fascio d'onde. La **figura 8** illustra l'angolo del fascio di un diagramma di irradiazione. In questa figura, l'angolo compreso tra i punti *A* e *B*, ossia l'angolo ϑ, rappresenta l'angolo cui ci riferiamo. In ciascuno di questi punti, l'intensità del segnale è pari a 0,707 volte il valore che si ottiene nel punto *C*. In *A* ed in *B*, la potenza irradiata è la metà di quella che si ha in *C*; di conseguenza, essi possono essere definiti anche *« punti a semi potenza »*.

Nelle antenne costituite da diversi elementi, l'impedenza di ingresso assume valori bassi fino a 15 ohm. In questi tipi, sono necessari speciali dispositivi di adattamento per consentire il collegamento attraverso le linee di trasmissione, la cui impedenza, come sappiamo, ha un valore più elevato, (generalmente 75, 150 e 300 ohm).

Uno dei metodi più comuni per effettuare l'adattamento consiste nell'adottare il collegamento a « delta », (illustrato a pagina 975, figura 16), nel quale i terminali della linea da connettere all'antenna vengono allontanati l'uno dall'altro prima di effettuare la connessione. Quella parte di linea che viene così modificata nella distanza tra i conduttori, presenta un'impedenza caratteristica variabile, in continuo aumento con l'aumentare della distanza tra i conduttori della linea.

L'impedenza di un elemento irradiante varia da 73 ohm al centro a circa 2.500 ohm in corrispondenza delle estremità. Ne deriva che l'impedenza in qualsiasi punto intermedio può essere determinata in funzione della di-

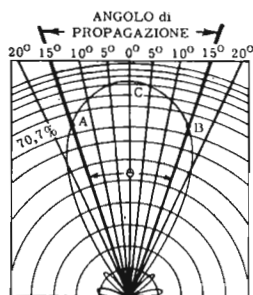



Fig. 8 - Rappresentazione dell'angolo di propagazione (compreso tra A e B) del fascio d'onde, sul diagramma di irradiazione.

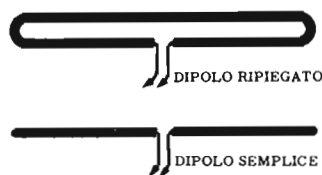



Fig. 9-A - Confronto tra la struttura di un dipolo ripiegato (in alto), e un dipolo semplice (in basso). La lunghezza resta invariata.

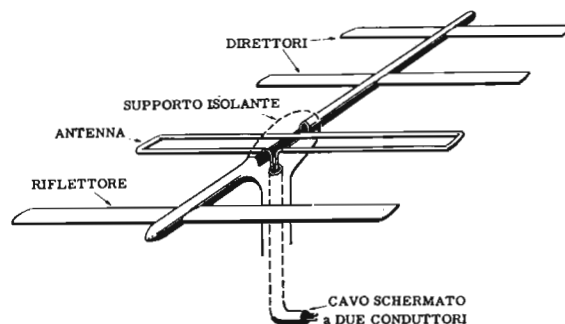



Fig. 9-B - Esempio di antenna « Yagi » con dipolo ripiegato come elemento attivo, munita di un elemento riflettore e di due elementi direttori. La discesa consiste in un cavo schermato a due conduttori.

stanza dal centro. Su un determinato elemento, è possibile individuare due punti tra i quali il valore di impedenza è pari a quello della linea di trasmissione, in corrispondenza dei due conduttori tra loro divaricati; il collegamento viene effettuato in quei punti.

Un secondo metodo, molto più comune, consiste nell'impiego di un dipolo ripiegato del tipo illustrato alla **figura 9-A**. Come sappiamo, un dipolo ripiegato consiste in un conduttore avente una lunghezza pari alla lunghezza d'onda, piegato alle estremità in modo da formare un elemento di lunghezza pari alla metà di quella originale ($\lambda : 2$). Per rendere meglio l'idea, diremo che esso consta di due elementi a mezza onda, uniti tra loro alle estremità. In questo tipo di antenna, la tensione presente alle estremità di ogni singolo terminale deve essere la medesima. Durante il funzionamento, il campo irradiato dall'elemento eccitato induce una determinata corrente nell'altro; questa corrente è esattamente **eguale** a quella presente nel primo.

Un comune dipolo, nel quale circoli una data corrente I, determina nello spazio un campo avente una certa intensità. A causa di detto campo, si può affermare che esiste una certa densità di potenza per ogni metro quadrato giacente su ciascuno dei piani individuabili nello spazio. Tale densità di potenza viene prodotta dalla potenza di ingresso P. La relazione che intercorre tra la resistenza di ingresso, la corrente, e la potenza di ingresso, può essere espressa mediante la seguente formula:

$$R = \frac{P}{I^2}$$

Nel caso del dipolo ripiegato, in corrispondenza dei terminali di ingresso si ha la medesima corrente I; tuttavia, questa stessa corrente scorre in entrambe le sezioni dell'antenna, per cui l'intensità di campo nello spazio è doppia rispetto a quella di un dipolo teso. A causa di ciò, la densità di potenza per metro quadrato aumenta al quadruplo del valore precedentemente considerato, mentre la corrente che circola in corrispondenza dell'ingresso resta **invariata**. Per contro, la potenza di ingresso deve essere pari al quadruplo. In tal caso, perchè l'espressione precedentemente citata rimanga vera, è necessario moltiplicare il valore di R per 4, come segue:

$$4R = \frac{4P}{I^2}$$

Se le due sezioni di un dipolo ripiegato hanno il medesimo diametro, la resistenza di ingresso è pari a quattro volte quella di un semplice dipolo a mezza onda. L'aumento del diametro di una sezione fa sì che l'aumento di impedenza diventi ancora maggiore (vedi pagina 976). L'impedenza di ingresso dell'elemento eccitato di una antenna ad elementi parassiti diminuisce, a causa di questi ultimi, a circa un quarto del valore di impedenza della linea di alimentazione (ad esempio cavo coassiale). L'impiego del dipolo ripiegato consente tuttavia l'aumento dell'impedenza — ripetiamo — di quattro volte. In tal modo si può ottenere un buon adattamento di impedenza. La figura 9-**B** illustra un tipo di dipolo ripiegato, con un elemento riflettore e due direttori.

Collegamenti tra gli elementi di un'antenna

Esistono diversi modi per connettere tra loro i vari elementi di un sistema d'antenna, al fine di ottenere le volute relazioni di fase. Il metodo più conveniente per variare la fase tra due elementi distanziati tra loro di mezza lunghezza d'onda consiste nell'adottare tra di essi una apposita linea di trasmissione.

Nel tipo ad irradiazione trasversale, illustrato alla **figura 10**, uno degli elementi, come si nota, è eccitato direttamente. Detto elemento è successivamente connesso all'altro mediante un tratto di linea di trasmissione a mezza lunghezza d'onda. La fase della tensione presente lungo la linea è spostata di 180° per ogni semilunghezza. Infatti, i due terminali connessi al secondo elemento sono invertiti, il che determina un'inversione di polarità simile a quella derivante da un altro sfasamento di 180°. *Di conseguenza, il secondo elemento viene eccitato in fase rispetto al primo.*

In questo modo, è possibile connettere tra loro qualsiasi numero di elementi. In aggiunta, l'aumento di tale numero determina — come sappiamo — un aumento di direzionalità.

Nel tipo di antenna con irradiazione alle estremità, illustrato alla **figura 11**, si ha ancora la connessione tra gli elementi a mezzo di una linea di trasmissione; tuttavia, invece di applicare l'inversione dei terminali, essi

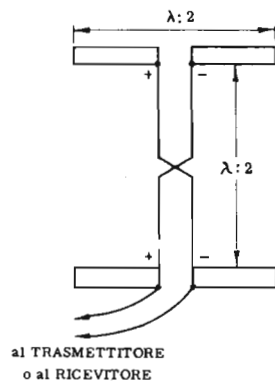



Fig. 10 - Connessione in opposizione di fase tra due elementi, attraverso una linea di trasmissione invertita.

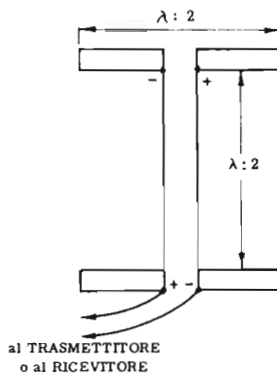



Fig. 11 - Connessione in fase tra gli elementi mediante un tratto di linea di trasmissione diretta.

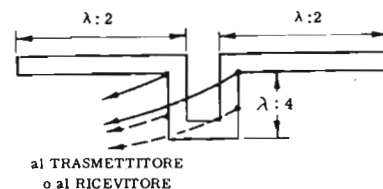



Fig. 12 - Adattamento delle relazioni di fase in un'antenna collineare. Gli elementi sono piegati in modo da formare essi stessi un tratto di linea di trasmissione in quarto d'onda. La linea esterna può essere connessa in vari punti, a seconda del valore di impedenza più opportuno.

sono connessi direttamente per trarre vantaggio dallo sfasamento.

Con una distanza di mezza lunghezza d'onda, la linea di collegamento avrà appunto tale lunghezza, e determinerà quindi uno sfasamento di 180°. Se si adotta invece una distanza di un quarto della lunghezza d'onda, la lunghezza della linea sarà pari anch'essa a λ : 4. In tal caso, lo sfasamento ammonta a 90°.

Il metodo più comune per ottenere lo sfasamento corretto in un'antenna del tipo ad irradiazione collineare è illustrato alla **figura 12**. Dal momento che la direzione della corrente si inverte dopo ogni semiperiodo del segnale a radio frequenza, non è possibile connettere tra loro direttamente le sezioni a mezza lunghezza d'onda. Viceversa, la sezione nella quale scorre la corrente in direzione errata viene ripiegata in modo da formare un tratto di linea di trasmissione di lunghezza pari a λ : 4. Ciò porta a coincidere quei terminali delle sezioni nei quali la corrente scorre nel medesimo senso. In altre parole, nei confronti della tensione, è necessario che le due sezioni dell'antenna portino tensioni di polarità opposta in corrispondenza delle estremità libere. Oltre a ciò si noti, osservando la figura 10, in quale modo la linea di allacciamento all'apparecchio è stata connessa. Il collegamento viene effettuato in un punto in cui l'impedenza è notevolmente elevata, il che implica l'impiego di una linea risonante. Tuttavia, se è necessario adottare una linea del tipo non risonante, essa può essere connessa così come indicato nella medesima figura dalle linee tratteggiate.

Antenna a riflettore parabolico

Quando un'antenna a cortina ad irradiazione trasversale, costituita da diversi elementi, viene eccitata, il campo « *E* » che si crea di fronte ad essa viene a trovarsi su di un unico piano, come illustrato alla **figura 13-A**, piuttosto che su di un arco, come accade nel caso di un singolo elemento a mezza lunghezza d'onda. Maggiori sono le dimensioni di questo piano, espresse in lunghezze d'onda, maggiore è la direzionalità dell'antenna, e più stretto è quindi il fascio d'onde emesso.

Sebbene un'antenna a cortina ad irradiazione trasversale dia buoni risultati, essa è però molto complessa nella sua struttura. Ogni elemento — come ci è noto — deve essere eccitato, e tutte le dimensioni dei diversi elementi, come pure la distanza tra questi, devono essere rigorosamente esatte.

Un dispositivo più semplice, atto a produrre un campo elettrico giacente su di un unico piano, è l'antenna a riflettore parabolico. Osservando la figura **13-B**, si nota che lo schermo parabolico ha il suo punto focale in *F*. Se si pone in tal punto un'antenna ad un solo elemento, e si fa in modo che essa sia sede di un campo, il campo elettrico si estenderà in tutte le direzioni con la medesima intensità, sotto forma di un arco, come indicato in *A*. Nell'istante in cui ogni parte del fronte d'onda raggiunge la superficie riflettente, essa viene sfasata di 180°, ed inviata all'esterno con un angolo di riflessione eguale all'angolo di incidenza.

Qualsiasi parte del campo arriverà alla linea *B-B'* nel medesimo istante successivo alla riflessione, in quanto i percorsi possibili nelle direzioni aventi inizio in *F*, verso la superficie riflettente e, successivamente, verso la linea *B-B'*, sono di eguale lunghezza. E' dunque intuitivo che, mediante un semplice risuonatore ed un riflettore avente una sagoma particolare, è possibile produrre un forte campo elettrico giacente su di un unico piano. Osservando il fenomeno sotto un altro punto di vista, si può dire che tutte le parti del campo elettrico prodotto si muovono su direzioni parallele dopo aver subìto la riflessione data dalla parabola, in modo tale che i raggi risultano focalizzati esattamente come i raggi di luce emessi dai fari abbaglianti di un automezzo.

Come accade nell'antenna a cortina ad irradiazione trasversale, non è possibile ottenere un alto grado di direzionalità se il diametro del riflettore parabolico non equivale a diverse lunghezze d'onda. Questo inconveniente impedisce l'impiego di antenne di questo tipo per la trasmissione o la ricezione di segnali a frequenza relativamente bassa, ossia aventi una lunghezza d'onda notevole.

La **figura 14** illustra un tipo di elemento di eccitazione, adatto all'impiego in un riflettore parabolico: il dipolo a mezza onda è installato ad una distanza pari ad un quarto della lunghezza d'onda dal punto di contatto sulla linea di trasmissione. Per rendere acuto il punto focale, le dimensioni fisiche dell'antenna sono — in realtà — leggermente inferiori alla metà della lunghezza d'onda. Tuttavia, questa leggera diminuzione di lunghezza viene compensata dalla presenza delle due sfere, installate sulle estremità, che la portano al valore

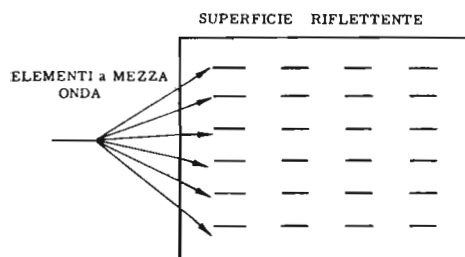



Fig. 13-A - Veduta frontale di un'antenna a diversi elementi irradianti, disposti anteriormente ad una superficie riflettente. Le dimensioni e le distanze sono molto critiche.

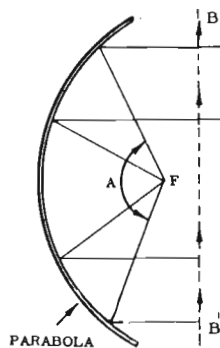



Fig. 13-B - Esempio di riflettore parabolico avente il fuoco in F. Lo elemento irradiante viene installato in tal punto, e le onde, dopo aver colpito la parabola, vengono da questa riflesse con un angolo eguale a quello di incidenza.

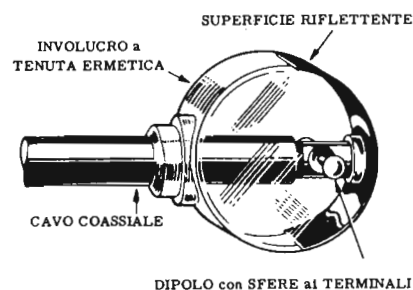



Fig. 14 - Elemento irradiante adatto alla installazione di un riflettore parabolico. Il dipolo, chiuso in un involucro a tenuta ermetica, porta alle estremità due sfere.

esatto. Grazie a questo accorgimento, la gamma di frequenze sulla quale essa può funzionare risulta più ampia.

L'involucro cilindrico a chiusura ermetica nel quale il dipolo è installato consente la pressurizzazione della linea coassiale. La superficie interna di una metà del cilindro (e precisamente di quella metà che si trova più discosta dal riflettore parabolico), è rivestita mediante una lamina riflettente che ha il compito di riflettere l'energia irradiata verso il riflettore parabolico. Senza di essa, metà dell'energia irradiata non sarebbe direzionale.

La direzionalità naturale del dipolo fa sì che il diagramma di irradiazione di un riflettore parabolico si presenti leggermente più acuto nel piano contenente il dipolo stesso che non negli altri piani. Ovviamente, se la precisione verticale ha la maggiore importanza, il dipolo viene installato verticalmente.

La **figura 15** illustra un tipo di riflettore di impiego abbastanza comune: la sua caratteristica principale consiste nel fatto che esso può irradiare un fascio di onde del tipo detto « a matita », ossia di onde concentrate in un raggio molto sottile, ed a forte intensità.

All'interno della parabola, si nota una grata sostenuta da speciali asticciole, sagomata in modo da formare un involucro parziale. Questa grata viene polarizzata affinchè agisca in modo tale da deformare il fascio d'onde irradiato, suddividendolo in parti contenenti una medesima quantità di energia. Il diagramma di irradiazione può essere variato facendo ruotare l'intero riflettore e la grata di 90°, mediante un apposito motore ed una trasmissione ad ingranaggi. Nella posizione in cui la grata non esercita un'azione riflettente, si ottiene un'irradiazione a fascio concentrato; viceversa, allorchè essa assume una posizione tale da diventare riflettente nei confronti dei segnali irradiati dall'elemento installato al centro, il diagramma di irradiazione assume una forma detta « a lama », in quanto consiste in un fascio d'onde piatto, divaricantesi nella direzione delle onde stesse.

Antenne diedre e a « farfalla »

Antenne ad angolo diedro — Nel campo delle U.H.F., dove le caratteristiche di direzionalità acquistano una importanza ancora maggiore che non nel campo delle V.H.F., viene anche frequentemente impiegato un tipo di antenna a forte direzionalità, del tipo detto « ad angolo diedro ».

Come si può notare osservando la **figura 16**, si tratta di un dipolo (che può essere del tipo ripiegato, come nel caso illustrato, oppure semplice, o ancora collineare) e di una serie di elementi riflettori, tutti della medesima lunghezza, e spaziati tra loro regolarmente di una certa frazione della lunghezza d'onda. Essi sono disposti su due piani, convergenti lungo uno spigolo, in modo da formare un angolo diedro.

Abbiamo visto l'importanza dell'elemento riflettore agli effetti del diagramma di irradiazione, ed è quindi intuitivo che, con una serie di tali elementi disposti nel modo indicato, la direzionalità che ne deriva è ancora maggiore che non nel caso del dipolo munito di un solo riflettore.

Le antenne ad angolo diedro forniscono anche un guadagno maggiore di quello consentito da antenne del medesimo tipo a riflettore rettilineo; tale guadagno può inoltre essere ulteriormente aumentato installando all'interno dell'angolo un dipolo a più stadi, connessi tra loro in uno dei modi indicati alle figure 10, 11 e 12.

Questo tipo di antenna è ovviamente legato, nelle caratteristiche di funzionamento sia in trasmissione che in ricezione, alle dimensioni dell'elemento irradiante, a quelle degli elementi riflettori, ed alla distanza che tra essi intercorre, nonchè al numero degli elementi irradianti ed all'ammontare espresso in gradi dello angolo diedro. Esistono poi ulteriori versioni, nelle quali l'angolo assume il valore di 180°, per cui — in pratica — gli elementi riflettori costituiscono una superficie piana, come nel caso illustrato alla figura 13-A. Date le notevoli dimensioni di ingombro dovute alla particolare disposizione dei diversi elementi, questo tipo di antenna viene impiegato quasi esclusivamente nel campo delle UHF, compreso tra 400 e 1.000 MHz.

Antenne a doppio triangolo — Un ultimo tipo di antenna di uso comune nelle UHF che riteniamo opportuno citare in quanto di impiego sempre più frequente nelle moderne installazioni, è l'antenna a doppio triangolo, detta anche a « farfalla », per l'analogia che sussiste tra la forma dell'elemento irradiante e le ali di una farfalla.

Un esempio di tale antenna è illustrato alla **figura 17**, nella quale si nota il dipolo, costituito da due elementi sagomati a triangolo, disposti come nel caso del-

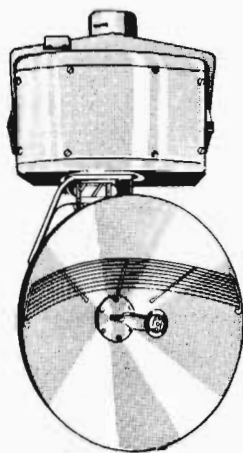



Fig. 15 - Aspetto di un riflettore parabolico orientabile, con emissione a raggio.

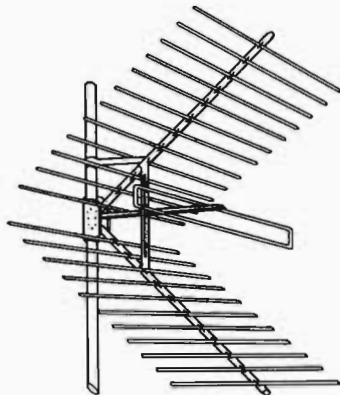



Fig. 16 - Esempio di antenna ad angolo diedro.

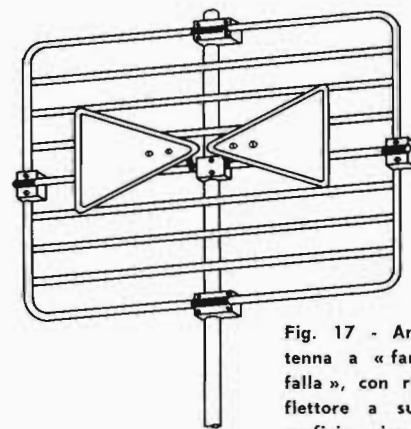



Fig. 17 - Antenna a « farfalla », con riflettore a superficie piana, ossia a 180°.

l'antenna collineare, ed una serie di elementi riflettori che costituiscono una superficie piana (180°).

Anche questo tipo consente un forte guadagno, ed ha una caratteristica di funzionamento fortemente direzionale. Ovviamente, valgono anche in questo caso le considerazioni fatte precedentemente nei confronti delle dimensioni, delle distanze, e del piano riflettente, che può essere anche del tipo ad angolo diedro.

Una delle caratteristiche principali di questi tipi di antenne consiste nella larghezza della banda di frequenze entro la quale il funzionamento può essere considerato lineare. Per questo motivo, sono di comune impiego sia in modulazione di frequenza che in televisione.

DATI COSTRUTTIVI per ANTENNE VHF ed UHF

Abbiamo visto precedentemente che gli elementi che costituiscono un'antenna sono spesso leggermente più corti della metà della lunghezza d'onda sulla quale devono funzionare. Nei confronti delle V.H.F. e delle U.H.F., per effettuare il calcolo della lunghezza di detti elementi, è conveniente servirsi del centimetro come unità di misura. La lunghezza ideale, per ottenere la risonanza da parte di un elemento a mezza lunghezza d'onda, può essere calcolata mediante la seguente formula:

$$\textit{lunghezza (in cm)} = \frac{14.998 \times K}{\textit{Frequenza in MHz}}$$

nella quale il fattore K dipende dallo spessore del conduttore costituente l'antenna stessa, e della frequenza alla quale esso deve funzionare. Il valore di tale fattore può essere ricavato dal grafico riportato a pagina 965, figura 6, riferito appunto ai conduttori di forma cilindrica, aventi un diametro costante per tutta la lunghezza. Sull'asse orizzontale del grafico sono riportati i diversi valori del rapporto tra la semilunghezza d'onda, ed il diametro del conduttore in millimetri. Una volta stabilita la lunghezza d'onda, ed il diametro del conduttore che si desidera adottare, si trova il valore del rapporto tra tali due numeri. Quindi, dopo aver trovato per interpolazione il punto corrispondente sull'asse orizzontale, si traccia da questo una verticale fino ad incontrare al curva. Dal punto di incontro, proseguendo verso sinistra orizzontalmente, si individua sull'asse verticale il valore K, di cui occorrerà tener conto nell'applicazione della formula citata.

La lunghezza dell'elemento connesso direttamente alla linea di trasmissione, sia che si tratti di un semplice dipolo, sia che si tratti dell'elemento attivo di un'antenna provvista di elementi parassiti, non è molto critica, in quanto una lieve differenza può, agli effetti della sintonia, essere compensata nella messa a punto del sistema di adattamento di impedenza usato tra l'elemento stesso e la linea di trasmissione. E' però sempre opportuno che le dimensioni fisiche siano il più posibile prossime a quelle ideali per le condizioni di risonanza alla frequenza media (centrale) della gamma di funzionamento.

Nei confronti degli elementi parassiti, la lunghezza ideale dipende, come abbiamo accennato, dalla distanza che tra essi intercorre. Anche tale distanza non è critica, e l'ampiezza della gamma di frequenze su cui l'antenna può funzionare è tanto maggiore quanto maggiore è il suo valore. Nelle antenne adottate nella gamma delle V.H.F., la distanza normalmente usata è pari a 0,2 volte la lunghezza d'onda. Con tale distanza, l'elemento riflettore dovrà essere all'incirca del 5% più lungo dell'elemento attivo, mentre il primo elemento direttore sarà invece del 5% più corto. Se vengono installati altri elementi direttori, essi dovranno essere progressivamente più corti, come illustrato alla figura 9-B.

Si rammenti che, come abbiamo specificato in altra occasione, il termine « lunghezza d'onda » o la definizione di una frazione di tale valore, può avere due diverse interpretazioni, a seconda che si consideri la lunghezza d'onda nello spazio, o quella riferita al passaggio dell'Alta Frequenza in un conduttore (sia esso l'antenna propriamente detta, o la linea di trasmissione). Allorchè un determinato valore (distanza tra elementi, lunghezza di un elemento, ecc.) è espresso in funzione di decimali della lunghezza d'onda, si intende normalmente la lunghezza d'onda considerata nello spazio. Allorchè invece il termine « lunghezza d'onda » è usato nei confronti diretti di un'antenna, si intende di solito la lunghezza dell'antenna corrispondente alla risonanza, e non la lunghezza d'onda: il valore relativo può essere allora ricavato dalla formula precedentemente citata.

DOMANDE sulle LEZIONI 142ª e 143ª

N. 1 —
Quali sono i fattori che intervengono agli effetti della propagazione delle radioonde di frequenza compresa tra 30 e 1.000 MHz?

N. 2 —
Se un'antenna per V.H.F. o per U.H.F. viene polarizzata verticalmente, si ha irradiazione nelle direzioni orizzontali?

N. 3 —
Come si comportano le onde terrestri che si propagano lungo la superficie terrestre, se la frequenza è molto elevata?

N. 4 —
Quale è la differenza tra la linea di orizzonte ottico, e la linea dell'orizzonte radio?

N. 5 —
In quale caso è possibile la ricezione di onde emesse da un'antenna direzionale, quando l'antenna ricevente è orientata nella medesima direzione di quella traemittente e non in direzione opposta come di norma?

N. 6 —
Cosa si intende per propagazione « scatter »?

N. 7 —
Come si definisce l'indice di rifrazione di un mezzo di propagazione delle radioonde?

N. 8 —
Di quanti elementi consta un'antenna ad irradiazione trasversale, e come sono connessi tra loro?

N. 9 —
Come è costituita un'antenna con irradiazione alle estremità?

N. 10 —
Quale è la caratteristica che distingue un'antenna ad elementi parassiti?

N. 11 —
Quale differenza passa tra un elemento direttore ed un elemento riflettore?

N. 12 —
Quali sono le caratteristiche essenziali di un'antenna del tipo denominato « Yagi »?

N. 13 —
In quale modo la variazione del diametro del conduttore costituente l'antenna vera e propria si ripercuote sul funzionamento?

N. 14 —
Come deve essere il diametro esterno di un riflettore parabolico, affinchè il funzionamento presenti una caratteristica fortemente direzionale?

N. 15 —
Quali sono i vantaggi offerti dall'impiego di un'antenna direzionale?

N. 16 —
In quali casi è possibile effettuare comunicazioni a lunga distanza, anche oltre la linea di orizzonte radio, con segnali a frequenza compresa tra 30 e 1.000 MHz?

RISPOSTE alle DOMANDE di p. 1121

N. 1 — Perchè non si può affermare con certezza che il guasto si è verificato in un determinato stadio, se non si è certi — a priori — che la parte seguente del circuito è perfettamente funzionante.

N. 2 — Misurando la corrente anodica, o — se più facile — la corrente catodica.

N. 3 — Verificando con l'aiuto di un « tester » predisposto per la misura di tensioni continue, che sulla griglia dello stadio successivo non sia presente una tensione positiva.

N. 4 — Se la capacità è abbastanza elevata, osservando lo scatto dell'indice; in caso contrario, si può controllare soltanto l'isolamento.

N. 5 — Ponendo all'interno qualche goccia di tetracloruro di carbonio, e facendo ruotare varie volte il perno nei due sensi. Se l'inconveniente non scompare, è necessaria la sostituizione.

N. 6 — Iniettando un segnale sinusoidale di Bassa Frequenza all'ingresso dello stadio invertitore di fase, ed osservando alternativamente i due segnali di uscita con un voltmetro a valvola, o, meglio ancora, con un oscillografo a raggi catodici.

N. 7 — Nell'applicare un segnale, toccando direttamente con un dito o tramite un cacciavite, la griglia di una valvola funzionante in Bassa Frequenza.

N. 8 — L'intera tensione anodica si manifesta ai capi del condensatore catodico, il quale va in cortocircuito per perforazione del dielettrico. In mancanza di tale condensatore, il funzionamento cessa per interruzione della corrente anodica.

N. 9 — Iniettando un segnale a Media Frequenza, modulato, all'ingresso del relativo trasformatore.

N. 10 — Il distacco o la variazione di una capacità, o lo spostamento di un nucleo, in seguito a urto o a vibrazioni.

N. 11 — Le griglie delle valvole precedenti tale resistenza restano « aperte », non avendo più continuità verso massa. In tal caso esse diventano molto negative, e le valvole si bloccano.

N. 12 — Viene a mancare la tensione di placca. Può bruciare la resistenza di disaccoppiamento.

N. 13 — Diminuendo l'ampiezza del segnale applicato al diodo relativo.

N. 14 — Invertendolo provvisoriamente con quello impiegato per la rivelazione, e valutando il segnale di uscita.

N. 15 — Misurando la tensione tra griglia e catodo, col « tester » predisposto su 50 volt fondo scala, c.a.

N. 16 — In due modi: aumentando la distanza tra il primario ed il secondario, o (preferibilmente), connettendo una resistenza in parallelo al primario.

N. 17 — Collegando provvisoriamente l'antenna sul lato « caldo » del secondario. Se l'apparecchio funziona, il guasto è certamente nel circuito di antenna.

NORME per la VENDITA, RIPARAZIONE e COSTRUZIONE degli APPARECCHI RADIOELETTRICI

Per commerciare, riparare, montare o costruire apparecchi e materiali radioelettrici, è necessaria una apposita licenza ministeriale. Tale licenza, nel caso di montaggi e costruzioni è richiesta, naturalmente, solo se le dette operazioni vengono eseguite quale attività a scopo di lucro, vale a dire se chi le esegue lo fa per terzi e ne viene retribuito. Se le costruzioni sono realizzate per proprio conto non occorre licenza.

Anzitutto chi deve munirsi di licenza, deve rivolgersi al Comune nel quale intende porre la sede della sua attività. Richiederà una « licenza di commercio » per apparecchi e materiale radio se intende commerciare: se, invece si intende seguire solamente le riparazioni, o solo la fabbricazione (limitandosi a vendere, in quest'ultimo caso, i prodotti fabbricati) non è necessaria una vera e propria licenza di commercio comunale, ma basta un «nulla-osta» ad esercitare l'attività. La Ditta, in questi due casi, rientra nell'artigianato (riparazioni o costruzioni con impiego di manodopera sino a 5 persone, compreso il titolare), o nell'industria (più di 5 persone).

Sia con la licenza comunale di commercio o con il « nulla-osta », si deve, dopo, rivolgersi alla Camera di Commercio (capoluogo di Provincia) ed iscrivere nell'apposito Registro anagrafico delle Ditte, la propria Ditta che verrà così ad avere un numero di identificazione.

Alla Camera di Commercio, dopo l'iscrizione, si richiederà un certificato (in carta da bollo) dal quale risulti l'iscrizione stessa per l'attività da svolgere (vendita, riparazione, costruzione ecc.). Nello stesso tempo, è necessario eseguire un versamento all'Ufficio del Registro: la somma varia a seconda dell'attività che si vuole svolgere e, più avanti, elenchiamo l'importo accanto ad ogni voce. Infine, occorre l'abbonamento annuo alla radioaudizione (RAI) per il locale di esercizio.

Riassumendo, ecco l'elenco di quanto occorre:

1) domanda in carta legale da L. 300, intestata al « Circolo Costruzioni Telegrafiche e Telefoniche » del luogo.
2) ricevuta attestante il pagamento della Tassa di Concessione governativa (vedi tabella « Tipi di licenza»), da effettuarsi al locale Ufficio Postale;
3) ricevuta attestante il pagamento del canone di abbonamento alle radiodiffusioni per l'anno in corso;
4) certificato rilasciato dalla Camera di Commercio, in carta legale da L. 300, ove risulti la denominazione sociale della Ditta;
5) nulla-osta ad esercitare l'attività, rilasciato dal Comune, in carta legale da L. 300;
6) una marca da bollo da L. 300.

Il tutto deve essere fatto pervenire all'Ufficio Tecnico Imposte di Fabbricazione (U.T.I.F.) del luogo.

Ed ecco il testo della legge:

ART. 1

omissis

ART. 2

Devono munirsi della licenza annuale di fabbricazione e montaggio, i fabbricanti di apparecchi radioelettrici e delle loro parti, sia per uso di radiocomunicazioni sia per altro impiego, nonchè coloro che eseguono il montaggio di parti staccate o di complessi di parti staccate anche se non costituiscono apparecchi radioelettrici completi, sia di produzione nazionale, sia importate.

La concessione della licenza di cui al presente articolo è subordinata alla osservanza delle norme della legge 12 gennaio 1933, n. 141, e del R.D. 15 maggio 1933, n. 590, nonchè al preventivo pagamento delle tasse di licenza stabilite dalla legge tributaria nelle concessioni governative (vedi oltre) da versarsi all'Ufficio del Registro.

Il Ministero delle Poste e delle Telecomunicazioni, che a norma dell'articolo 253 del Codice postale e delle telecomunicazioni rilascia la licenza, stabilisce quali apparecchi e materiali la ditta costruttrice è autorizzata a costruire, e ne fa menzione sulla licenza stessa.

La licenza di fabbricazione conferisce anche il diritto di riparazione dei materiali radioelettrici e di vendita al pubblico.

ART. 3

Coloro che intendono provvedere alla riparazione o o alla vendita degli apparecchi e materiali radioelettrici, di cui all'articolo precedente, o ad ambedue le attività, devono munirsi di unica licenza annuale di « riparazione e vendita di apparecchi e materiali radioelettrici», che a norma del citato art. 253 del Codice postale e delle telecomunicazioni viene rilasciata dal Ministero delle Poste e delle Telecomunicazioni, previo pagamento della tassa di concessione governativa.

ART. 4

Qualora le attività di cui ai precedenti articoli vengano esercitate anche in locali e negozi diversi da quello indicato nella relativa licenza di costruzione o di riparazione e vendita, l'obbligo della licenza ricorre per ciascuno dei locali o negozi stessi.

ART. 5

L'obbligo della licenza di « riparazione e vendita » ricorre anche per i rappresentanti di commercio, viaggiatori ed agenti di vendita in genere.

Sono esclusi da tale obbligo coloro che limitano la loro attività alla semplice mediazione fra le ditte munite delle licenze di cui agli articoli, e i probabili acquirenti degli apparecchi o materiali radioelettrici.

ART. 6

L'emissione delle licenze contemplate negli articoli 2 e 3, viene effettuata in seguito alla produzione della istanza in carta legale diretta al Ministero delle Poste e delle Telecomunicazioni, per tramite degli Uffici Tecnici Imposte di Fabbricazione competenti per territorio, corredata dalla ricevuta della tassa e del certificato di iscrizione alla competente Camera di Commercio.

Qualora trattisi di nuovi stabilimenti industriali o di ampliamento di stabilimenti già esistenti, destinati alla produzione di materiale radioelettrico, dovrà anche essere esibita l'autorizzazione rilasciata dal Ministero dell'industia e Commercio, ai sensi della legge 13 gennaio 1933, n. 141, e del regio decreto 15 maggio 1933, n. 590, nonchè la quietanza dell'eseguito pagamento della relativa tassa di concessione governativa. (*Modificato dall'art. 4 del D.L. 22-1-1947, n. 213*).

Alla domanda dovrà essere allegata anche la licenza comunale, che autorizza il commercio in articoli radio, per il locale in cui si esercita tale attività, e la ricevuta dell'abbonamento annuale alle radioaudizioni circolari.

Ove tale autorizzazione non venisse accordata da parte del Comune, sarà sufficiente il nulla-osta del Comune stesso all'esercizio della sola riparazione. In tal caso, spetterà al Comune la sorveglianza su tale limitazione.

In luogo della licenza comunale, i rappresentanti e viaggiatori e agenti di vendita produrranno una dichiarazione della ditta, da cui risulti il conferimento della rappresentanza o incarico di vendere apparecchi radioelettrici per suo conto.

ART. 7

Per le fabbriche, i laboratori ed i negozi di vendita che si aprono dopo il 1° luglio, le tasse per la concessione delle rispettive licenze relative al periodo intercedente dalla data della concessione al 31 dicembre dello stesso anno sono ridotte alla metà.

ART. 8

Coloro che intendono ottenere il rinnovo delle licenze di cui all'art. 2, devono farne istanza in carta legale al Ministero delle Poste e delle Telecomunicazioni, per tramite degli Uffici Tecnici Imposte di Fabbricazione, entro il 31 dicembre, corredandola delle bollette di pagamento sia della tassa per concessione governativa, sia dell'abbonamento alle radioaudizioni, e corredandola altresì della licenza scaduta.

Per i rinnovi annuali delle licenze di cui all'art. 3 occorre rivolgere la domanda, unitamente agli adempimenti di cui al comma precedente, all'Ufficio Tecnico Imposte di Fabbricazione, il quale vi provvede direttamente; ovvero, nel caso in cui gli spazi di rinnovo riportati a tergo della licenza fossero esauriti, rimette gli atti al Ministero delle Poste e delle Telecomunicazioni per la sostituzione dello stampato.

ART. 9

Il Ministero delle Poste e delle Telecomunicazioni trasmette le licenze emesse al Ministero delle Finanze, il quale ne cura il recapito agli interessati a mezzo degli Uffici Tecnici Imposte di Fabbricazione.

ART. 10

Le tasse pagate sia per l'emissione sia per il rinnovo delle licenze vengono, a cura del Ministero delle Finanze, ripartite in misura uguale fra detto Ministero ed il Ministero delle Poste e delle Telecomunicazioni.

ART. 11

I costruttori, i riparatori e commercianti di materiale radioelettrico che non intendono rinnovare la licenza di cui agli articoli precedenti, hanno l'obbligo di dichiararlo mediante lettera raccomandata con avviso di ricevimento non oltre il 31 dicembre al Ministero della Poste e delle Telecomunicazioni per le licenze di costruzione, o all'Ufficio Imposte di Fabbricazione per quelle di riparazione e vendita.

In mancanza di tale dichiarazione i titolari delle licenze sono obbligati al pagamento della tassa per l'intero anno e sono soggetti alla pena di cui al 2° comma dell'art. 269 del Codice Postale e delle Telecomunicazioni.

Gli Uffici Tecnici imposte di fabbricazione devono mensilmente rimettere al Ministero delle Poste e delle Telecomunicazioni un elenco delle cessazioni avvenute nel mese, corredandolo delle licenze cessate.

ART. 12

I rivenditori che intendono cedere temporaneamente in prova apparecchi radioricevitori a persone od enti non ancora muniti di licenza di abbonamento alle radioaudizioni, debbono richiedere all'ente concessionario del servizio delle radioaudizioni la licenza speciale per apparecchi in prova.

Per la disciplina di tale licenza valgono le norme contenute negli articoli 15 e 16 del R.D.L. 21-2-1938, n. 246, convertito nella legge 4 giugno 1938, n. 880.

ART. 13

Per il mancato pagamento della tassa di concessione governativa si applicano le sanzioni previste dall'art. 9 della legge tributaria sulle concessioni governative, approvata con R.D. 30 dicembre 1923, n. 3279, modificato dall'art. 1 del R.D. 26 marzo 1936, n. 1418, senza pregiudizio delle sanzioni penali previste dal Codice Postale e delle Telecomunicazioni.

ART. 14

Le amministrazioni civili dello Stato, che a norma dell'art. 246 del Codice Postale e delle Telecomunicazioni, hanno ottenuto dall'Amministrazione delle Poste e delle Telecomunicazioni, su parere favorevole del Comitato per le Telecomunicazioni, l'autorizzazione ad esercitare servizi di radiocomunicazioni, possono provvedere direttamente alla riparazione ed eventualmente alla costruzione degli apparecchi radioelettrici e loro parti, destinate esclusivamente ai propri servizi, senza obbligo di munirsi delle licenze di cui agli articoli precedenti.

Ricordiamo che la licenza è strettamente personale, e vale per il solo locale in essa indicato; scade il 31 dicembre di ogni anno, e, nel tipo più semplice (vedi tabella), comporta entrambe le due attività di riparazione e di vendita.

I costruttori possono comulare più tipi di licenze, pagando per ciascuna la relativa tassa annuale.

I possessori delle licenze tipi *a*), *b*), *c*), *d*), *e*), sono peraltro implicitamente autorizzati a costruire anche le parti staccate dei rispettivi apparecchi di cui alla lettera *h*).

La licenza di fabbricazione conferisce anche il diritto di riparazione dei materiali radioelettrici e di vendita al pubblico (art. 4 D.L.L. 2 aprile 1946, n. 39).

In mancanza di disdetta, i titolari delle licenze sono obbligati al pagamento della tassa per l'intero anno e delle penali di cui al 2° comma dell'art. 269 del Codice Postale e delle Telecomunicazioni approvato con R.D. 27-2-1936, n. 645, modificato dall'art. 2 della Legge 14 marzo 1952, n. 196.

La costruzione ed il commercio di materiali radioelettrici di qualsiasi specie, nonchè il montaggio o la riparazione di apparecchi radioelettrici o di parti di essi senza la prescritta licenza e quindi senza il pagamento della tassa di concessione governativa, comporta la pena pecuniaria dal minimo, pari al doppio della tassa dovuta, al massimo, pari al sestuplo della tassa stessa, senza pregiudizio delle sanzioni penali di cui al 2° comma dell'art. 269 del Codice Postale sopracitato e successive modificazioni.

TIPI DI LICENZA

	TASSA ANNUA
Licenza di riparazione o vendita	L. 6.000
Licenza di fabbricazione e montaggio:	
a) Costruzione di apparecchi riceventi di radiodiffusione di qualsiasi tipo, centralini per radioaudizioni collettive (con divieto di costruzione di tubi eletronici	» 25.000
b) Costruzione di apparecchi riceventi di televisione (con divieto di costruzione di tubi elettronici e di tubi a raggi catodici)	» 35.000
c) Costruzione di apparecchi radio professionali, trasmettitori, modulatori, alimentatori, radiogoniometri, registratori e ondulatori, ricevitori antievanescenza, soppressori d'eco, inversori di frequenza e dispositivi di segreto: registratori acustici (con dievieto di costruzione di tubi elettronici)	» 45.000
d) Costruzione di radioapparecchi professionali, televisione, trasmettitori per televisione, modulatori, sincronizzatori e analizzatori, pannelli di controllo della trasmissione (con divieto di costruzione di di tubi elettronici e di tubi a raggi catodici)	» 45.000
e) Apparecchi di misura a radiofrequenza, strumenti e pannelli indicatori, campioni per misure, oscillatori per misure, generatori di segnali, campioni e misuratori vari, reti di attenuazione per misure, analizzatori d'onda, spettrografi, apparecchi per oscillografia ed oscilloscopi, condensatori variabili di misura, ondametri, indicatori di frequenza, piezo - oscillatori (con divieto di costruzione di tubi elettronici e di tubi a raggi catodici) . . .	» 45.000
f) Costruzione di tubi elettronici riceventi e di tubi raddrizzatori e trasmittenti di grande e piccola potenza	» 55.000
g) Costruzione di tubi a raggi catodici per qualsiasi uso	» 45.000
h) Costruzione di accessori e di parti staccate per radio, altoparlanti e cuffie, condensatori variabili, antenne speciali, rivelatori a cristallo e di altri tipi, esclusi quelli elettronici (con divieto di costruzione di apparecchi radio completi) . . .	» 18.000
i) Montaggio di parti staccate, costruite da altri per la formazione di apparecchi riceventi di radiodiffusione sonora . . .	» 12.000

Ottenuta la licenza è necessario adeguarsi alle norme che regolano lo svolgimento dell'attività e che fanno obbligo della tenuta di apposito registro per i Costruttori ed i montatori, nonchè del pagamento di particolari tasse sempre in riferimento alla sola costruzione ed al montaggio. *Ecco la legge relativa alle registrazioni*:

ART. 1

L'obbligo della tenuta del registro di carico di cui all'art 5 del R.D.L. 23 ottobre 1925, n. 1917, ed all'art. 17 del R.D.L. 21 febbraio 1938, n. 246, è abolito per i commercianti, riparatori, rappresentanti ed agenti di vendita.

ART. 2

I commercianti, riparatori, rappresentanti ed agenti di vendita in genere di apparecchi e di materiali radioelettrici devono tenere per ciascun magazzino, laboraratorio o locale di vendita al pubblico, un apposito registro a fogli mobili progressivamente numerati e corredati del timbro a secco dell'Ufficio Tecnico Imposte di Fabbricazione. Tale registro deve essere conforme al modello allegato alla presente legge.

Su di esso devono essere annotati, nella parte del carico, tutti gli apparecchi radioriceventi e le scatole di montaggio introdotti, con l'indicazione per ciascuno della data di entrata, degli estremi della fattura o altro documento equivalente, nonchè del nome o denominazione o ragione sociale ed indirizzo di chi ha ceduto l'apparecchio o la scatola di montaggio.

Nella parte dello scarico devono essere annotati tutgli apparecchi radioriceventi e scatole di montaggio uscite a qualsiasi titolo, nonchè nome, cognome, paternità e domicilio degli acquirenti dei materiali predetti.

Nel caso di apparecchi ritirati per riparazioni, gli apparecchi stessi devono essere registrati sul registro a fogli mobili con tutte le annotazioni relative alle caratteristiche ed al numero di matricola dell'apparecchio e con tutte le indicazioni atte ad identificarne il proprietario.

L'uscita ed il rientro di apparecchi radioriceventi ceduti in prova a persone o Enti non abbonati alle radioaudizioni deve esclusivamente risultare dall'emissione della speciale licenza prevista dagli articoli 15 e 16 del R.D.L. 21 febbraio 1938, n. 246.

I registri di cui al presente articolo sono forniti, previa vidimazione, dall'Ufficio Tecnico Imposte di Fabbricazione competente per territorio.

La denominazione « scatola di montaggio » si riferisce a quei complessi di parti staccate necessarie e sufficienti alla costruzione di apparecchi radioriceventi secondo un determinato circuito.

ART. 3

Le generalità degli acquirenti di apparecchi radio e di scatole di montaggio, come pure dei proprietari degli apparecchi ritirati per riparazioni, dovranno essere comprovate con l'esibizione di un documento di identità. I dati relativi devono essere annotati nell'apposita colonna del registro a fogli mobili.

In caso di acquisto di apparecchi radioriceventi o di scatole di montaggio per conto di terzi, il compratore, oltre alle proprie generalità, dovrà fornire gli analoghi dati della persona cui è destinato l'apparecchio o la scatola di montaggio.

Qualora il commerciante, riparatore, rappresentante o agente di vendita sia in grado di garantire l'identità dell'acquirente o del proprietario dell'apparecchio ritirato per riparazioni, analoga dichiarazione sull'apposito registro previsto dall'articolo precedente può sostituire l'annotazione dei dati di cui al presente articolo.

ART. 4

L'obbligo di cui all'art. 2 della presente legge non incombe a coloro che limitano la propria attività alla semplice segnalazione, alle ditte autorizzate per la costruzione e la riparazione o la vendita di apparecchi e materiali radioelettrici, dei probabili acquirenti di detti apparecchi e materiali. Ai segnalatori d'affari summenzionati è fatto divieto di tenere in deposito apparecchi e materiali radioelettrici.

ART. 5

Entro i primi dieci giorni di ogni mese, i fogli del registro di cui al precedente art. 2, sui quali saranno state annotate le operazioni di carico e scarico, verificatesi nel mese precedente, dovranno essere staccati dal registro e, muniti del timbro e sottoscritti dal titolare del registro, dovranno essere inviati all'ente concessionario, mediante lettera raccomandata con ricevuta di ritorno.

Se per un determinato mese non vi siano state registrazioni nè a carico nè a scarico, il titolare del registro dovrà inviare all'ente concessionario del servizio delle radiodiffusioni il foglio mobile recante il saldo di chiusura del mese e l'annotazione « negativo ».

Prima di effettuare il suddetto invio all'ente concessionario, il titolare del registro dovrà riportare i saldi di chiusura sul successivo foglio mobile del registro stesso, che resterà in suo possesso per le successive annotazioni.

La ricevuta della raccomandata farà fede dell'avvenuta spedizione dei fogli all'ente concessionario.

ART. 6

Per quanto non contemplato dalla presente legge, si applicano in materia di tenuta del registro di cui al precedente art. 2 le norme attualmente vigenti in materia di tenuta del registro di carico e scarico.

Entro il mese di gennaio di ogni anno i registri di cui all'art. 2 sono vidimati dall'Ufficio Tecnico Imposte di Fabbricazione.

ART. 7

Il registro di carico e scarico mod. 101 rimane in vigore per i costruttori e gli importatori di apparecchi e materiali radioelettrici.

Detto registro, rilasciato dall'Ufficio Tecnico Imposte di Fabbricazione, deve essere conservato giusta le norme di cui all'art. 52 del regolamento approvato con regio decreto 3-8-1928, n. 2295. Sul medesimo devono essere annotati, con le modalità di cui all'art. 51 dello stesso regolamento, nella parte del carico, gli apparecchi ed i materiali soggetti a tassa, entrati a qualsiasi titolo, e nella parte dello scarico gli apparecchi e materiali soggetti a tassa, uscita a qualsiasi titolo dalla fabbrica o magazzino o laboratorio o locale di vendita, nonchè il nome, cognome, paternità e domicilio degli acquirenti di apparecchi completi a valvole e a cristallo di scatole di montaggio, di valvole, di altoparlanti e di rivelatori a cristallo.

I possessori delle licenze di costruzione di apparecchi radioriceventi non autorizzati alla costruzione di valvole termojoniche non sono tenuti a registrare le valvole termojoniche da essi acquistate in commercio.

Il compratore ha l'obbligo di dichiarare al venditore il proprio cognome, nome, paternità e domicilio, comprovandone la esattezza con idonei documenti di riconoscimento. Il costruttore o importatore, nell'indicare il cognome, il nome, la paternità e domicilio dell'acquirente nella parte dello scarico del registro di cui sopra, dovrà riportare gli estremi del documento di riconoscimento esibitogli dal compratore.

Nel caso di apparecchi ritirati per riparazioni, gli apparecchi stessi devono essere registrati nelle colonne di carico con l'annotazione delle caratteristiche e del numero di matricola dell'apparecchio, nonchè con tutte le indicazioni atte ad identificare il proprietario.

In caso di acquisto di apparecchi radioriceventi per conto di terzi il compratore, oltre alle proprie generalità, deve fornire anche quelle della persona cui è destinato l'apparecchio radioricevitore.

Gli agenti dell'ente concessionario del servizio delle radiodiffusioni, muniti di regolare tessera di riconoscimento, hanno facoltà di prendere visione del registro di carico e scarico presso i costruttori e gli importatori di apparecchi e materiali radioelettrici, allo scopo di desumere le generalità degli acquirenti degli apparecchi e materiali anzidetti o delle persone alle quali i medesimi sono destinati.

Nel caso di cambio di apparecchi il fabbricante o importatore deve registrare nel registro di carico e scarico l'apparecchio ritirato che successivamente scaricherà, con le modalità d'uso, all'atto dell'uscita dalla fabbrica, laboratorio, magazzino o locale di vendita.

ART. 8

Il registro di carico e scarico degli apparecchi radioriceventi e del materiale radioelettrico soggetto a tassa, che, ai sensi del precedente art. 7 rimane in vigore per i costruttori e per gli importatori, ed il registro di cui all'art. 2 della presente legge, istituito per i riparatori ed i commercianti, rispondono esclusivamente ai fini del controllo dell'avvenuto pagamento della tassa di fabbricazione sugli apparecchi radioriceventi e sul materiale radioelettrico ed ai fini dell'acquisizione dei nominativi degli acquirenti di apparecchi radioriceventi.

E' vietato agli agenti incaricati degli accertamenti di fare uso dei dati accertati per qualsiasi altro fine che non sia quello che forma, come sopra, oggetto dell'accertamento stesso.

ART. 9

Le sanzioni previste dall'art. 21 del R.D.L. 23 ottobre 1925, n. 1917, per le infrazioni commesse dai fabbricanti, commercianti e riparatori di apparecchi radioriceventi e di altri di essi soggetti a tassa, e dall'art. 22 del R.D.L. 21 febbraio 1938, n. 246, maggiorate come per legge, che trovano applicazione anche in materia di tenuta del registro a fogli mobili.

Ogni omesso o ritardato invio all'ente concessionario dei fogli mobili del registro di cui all'art. 2, è punito con la pena pecuniaria preveduta dall'art. 21, comma ultimo del R.D.L. 23 ottobre 1925, n. 1917 e successive modificazioni.

In caso di recidiva, potrà farsi luogo al ritiro della licenza ministeriale per costruzione, riparazione o commercio.

ART. 10

Il registro di carico ed il registro di cui all'art. 2, nonchè i libretti delle licenze per apparecchi radioriceventi in prova non ancora esauriti devono essere esibiti ad ogni richiesta degli organi competenti all'accertamento delle violazioni alle disposizioni della presente legge a norma del successivo art. 11.

ART. 11

Sono competenti all'accertamento delle violazioni alle disposizioni della presente legge gli organi cui, a norma della legge 7 gennaio 1929, n. 4, compete l'accertamento delle violazioni alle leggi finanziarie, i funzionari dell'Amministrazione delle Finanze muniti di tessera di riconoscimento, nonchè i funzionari dell'ente concessionario del servizio delle radiodiffusioni circolari, appositamente autorizzati dall'Amministrazione finanziaria.

Per l'accertamento delle violazioni, per l'applicazione delle penalità stabilite dalla presente legge, e per la definizione delle relative controversie, si osservano le disposizioni della legge 7 gennaio 1929, n. 4.

E questa, la legge relativa alle particolari tasse:

ART. 1

Le tasse previste dall'articolo 10 del decreto legislativo luogotenenziale 1° dicembre 1945, n. 834, sono sostituite da un'unica tassa di radiodiffusione sugli apparecchi telericeventi e radioriceventi, comprese le scatole di montaggio e gli apparecchi comunque incompleti. Detta tassa è corrisposta nella misura e con le modalità stabilite dalla presente legge.

ART. 2

La tassa di cui all'articolo precedente è dovuta nella misura del 5 per cento con facoltà di rivalsa su chi acquista per la rivendita.

Per gli apparecchi di produzione nazionale, le scatole di montaggio e gli apparecchi comunque incompleti, la tassa è corrisposta dal fabbricante. all'atto della vendita sul prezzo dell'apparecchio indicato nella fattura, emessa agli effetti dell'imposta generale sulla entrata, al netto dell'importo degli imballaggi recipienti e simili e delle spese di trasporto, nonchè degli interessi e degli sconti che non concorrono a formare l'entrata imponibile ai fini della imposta suddetta.

Per gli apparecchi provenienti dall'estero, la tassa è corrisposta dall'importatore, all'atto dello sdoganamento, sul valore determinato ai sensi delle disposizioni preliminari alla vigente tariffa doganale, aumentato dell'importo dei dazi doganali e di ogni altro diritto, tassa o sopratassa dovuti per lo sdoganamento.

La tassa di radiodiffusione non concorre a costituire l'entrata imponibile agli effetti dell'imposta generale sull'entrata.

ART. 3

La tassa prevista dall'articolo 1 è dovuta anche per la vendita di apparecchi telericeventi costruiti con scatole di montaggio o apparecchi comunque incompleti, e deve essere corrisposta da colui che esegue il montaggio o il completamento o ne effettua la vendita, sulla differenza tra il prezzo dell'apparecchio completo e quello della scatola di montaggio o dell'apparecchio comunque incompleto sul quale la tassa è pagata. Nella stessa misura, la tassa è dovuta da chiunque, anche fuori dai negozi di vendita, provvede, o per conto proprio o di terzi, al montaggio degli apparecchi o al completamento di apparecchi comunque incompleti.

ART. 4

Il Ministero per le finanze può disporre, con proprio decreto, che gli apparecchi di cui al precedente articolo, provenienti dall'estero, siano muniti di uno speciale contrassegno indicativo dell'avvenuto pagamento della tassa di radiodiffusione, da applicarsi al momento dell'importazione. Con tale decreto saranno stabilite le caratteristiche del contrassegno e le modalità di applicazione.

ART. 5

Per gli apparecchi di produzione nazionale spediti e consegnati in sospeso o in conto deposito, la tassa di radiodiffusione è dovuta nel momento stesso in cui sorge l'obbligo del pagamento dell'imposta generale sull'entrata.

ART. 6

Il pagamento della tassa di radiodiffusione è effettuato:

a) per gli apparecchi di produzione nazionale mediante il servizio dei conti correnti postali, con le modalità e nei termini previsti per il pagamento dell'imposta generale sull'entrata. L'autorizzazione al versamento della imposta generale sull'entrata con postagiro cumulativo settimanale è valida anche per il pagamento della tassa di radio diffusione;

b) per gli apparecchi provenienti dall'estero mediante versamento diretto all'ufficio doganale.

ART. 7

Per il mancato pagamento della tassa di radiodiffusione è dovuta la pena pecuniaria da due a sei volte la somma non corrisposta.

Se la tassa è pagata oltre il termine stabilito, ma prima dell'accertamento della violazione, si applica la sopratassa del 10 per cento sulla somma corrisposta in ritardo.

Le violazioni sono accertate dagli organi competenti per le infrazioni alle norme relative all'imposta generale sull'entrata in base alle risultanze dei registri e documenti prescritti agli effetti dell'imposta stessa. Si applicano le disposizioni della legge 7 gennaio 1929, n. 4, e successive modificazioni ed aggiunte.

ART. 8

omissis

ART. 9

L'obbligo di registrazione previsto dal secondo comma dell'articolo 7 della legge 12 novembre 1949, n. 996, è limitato agli apparecchi telericeventi e radioriceventi ed alle scatole di montaggio e agli apparecchi comunque incompleti. Il registro di carico e scarico, modello 101, è modificato in conformità al deposito del presente articolo.

Al termine del « Corso di RADIOTECNICA » l'attesa pubblicazione delle Edizioni Radio e Televisione........

Un fascicolo alla settimana per oltre otto mesi, con lezioni a carattere tecnico e lezioni a carattere pratico. Sarà descritta, tra l'altro, la costruzione di un televisore da 23 pollici con tubo a 110° e ricezione dei due programmi. Costruzione **razionale, semplice** e **convenientissima** in quanto permetterà, a chi desidera effettuarla, di realizzare un modernissimo apparecchio con una spesa — rateale — pari a poco più della metà di quella di un televisore del commercio corrispondente. Circuiti stampati, pretarati.

Un « Corso » che non ha eguali per chiarezza di esposizione e ricchezza di contenuto. Su di esso continuerà il Dizionario tecnico dall'inglese, iniziato sul presente Corso.

La richiesta deve essere accompagnata dalla somma di L. 200 da versarsi **UNA VOLTA SOLA** a rimborso spese d'iscrizione. Il versamento può essere fatto a mezzo vaglia o sul conto corrente postale N. 3/18.401.
Oltre al **BOLLETTINO TECNICO GELOSO**, a tutti gli iscritti nell'indirizzario meccanico di spedizione saranno inviate le altre pubblicazioni del Servizio Stampa Geloso.

GELOSO S. p. A. - Viale Brenta, 29 - Telefoni 563.183/4/5/6/7 - MILANO (808)

HEATH COMPANY

a subsidiary of Daystrom, Inc.

2 Meter Transceiver

MODELLO
HW-30

"the Twoer"

REQUISITI

- *Emissione controllata a quarzo.*
- *Ricevitore a superreazione a sintonia continua.*
- *Massima semplificazione dei comandi.*
- *Costruzione funzionale, rifinitura accurata.*

LARIR
RAPPRESENTANTE
GENERALE PER L'ITALIA
MILANO P.zza 5 GIORNATE 1

Agenti esclusivi di vendita per:

LAZIO - UMBRIA - ABRUZZI . . Soc. FILC RADIO
Piazza Dante, 10 - ROMA - telefono 736.771

VENETO . . . . Ditta E. PITTON
Via Cavallotti, 12 - PORDENONE - tel. 2244

EMILIA - MARCHE . . . . Ditta A. ZANIBONI

corso di RADIOTECNICA

pubblicazione settimanale 23 - 30 settembre 1961 - un fascicolo lire 150 49° numero

corso di RADIOTECNICA

settimanale a carattere culturale

Direzione, Amministrazione, Pubblicità:
Via dei Pellegrini 8/4 - Telef. 593.478
MILANO

Ogni fascicolo — contenente 3 lezioni — costa lire 150, acquistato alle edicole.

Se l'edicola risulta sprovvista, o si teme di rimanere privi di qualche numero, si chieda invio settimanale direttamente al proprio domicilio a mezzo abbonamento.

Il versamento per ricevere i 52 fascicoli costituenti l'intero Corso è di lire 6500 + I.G.E. = lire 6630. A mezzo vaglia postale, assegno bancario, o versamento sul conto corr. postale 3/41.203 del « Corso di RADIOTECNICA » - Via dei Pellegrini 8-4 - Milano.
In ogni caso, scrivere in modo molto chiaro e completo il proprio indirizzo.

L'abbonamento può essere effettuato in qualsiasi momento; si intende comprensivo delle lezioni pubblicate e dà diritto a ricevere tali lezioni, che saranno inviate con unica spedizione.

Estero: abbonamento al Corso, Lit. 8.500. ($ 15). Numeri singoli Lit. 300 ($ 0,50).

Per i cambi di indirizzo durante lo svolgimento del Corso, unire lire 100, citando sempre il vecchio indirizzo.

Fascicoli singoli arretrati — se disponibili — possono essere ordinati a lire 300 cadauno.
Non si spedisce contrassegno.

Distribuzione alle edicole di tutta Italia: Diffus. Milanese - Via Soperga, 57 - Milano.

Direttore responsabile: Giulio Borgogno.

Autorizzaz. N. 5357 - Tribunale di Milano.

Stampa: Intergrafica S.r.l. - Cologno Monzese.

La Direzione non rivende materiale radio; essa può comunicare, se richiesta, indirizzi di Fabbricanti, Importatori, Grossisti ecc. in grado di fornire il necessario ed ai quali il lettore può rivolgersi direttamente.

Alla corrispondenza con richiesta di informazioni ecc. si prega allegare sempre il **francobollo per la risposta.**

Parte del testo e delle illustrazioni è dovuta alla collaborazione del Bureau of Naval Personnel, nonchè al Dept. of the Army and the Air Force - U.S.A.

A chi può essere utile questo Corso? Anzitutto — stante la sua impostazione — il Corso, basato sull'esposizione in forma a tutti accessibile, della radiotecnica, dai suoi elementi basilari alla evoluzione più recente, rappresenta la forma ideale per tutti coloro che intendono dedicarsi all'elettronica, sia come forma ricreativa sia — soprattutto — per l'acquisizione di una professione specializzata che possa procurare loro una posizione di privilegio in seno alla società odierna.

Anno per anno, la nostra civiltà si indirizza sempre più verso questa meravigliosa, si potrebbe dire fascinosa, elettronica, che nel modo più evidente consente sviluppi impensati, progressi grandiosi e una rapida evoluzione di tutti gli altri rami dello scibile che essa tocca e influenza.

L'industria, tutta l'industria, nel senso più ampio, da quella elettrotecnica a quella meccanica, alla metallurgica, alla chimica ecc., con i suoi laboratori di ricerca e le sue fabbriche richiede, e richiederà sempre più, con un ritmo rapidamente crescente, tecnici specializzati con conoscenza dell'elettronica, tecnici specificatamente elettronici e persino operai e impiegati di ogni ordine e categoria con cognizioni di elettronica.

Si può dire che anche le branche commerciali, quelle dei trasporti e persino quelle amministrative con le recenti introduzioni delle calcolatrici, abbisognano di personale che conosca i principi dell'elettronica, le macchine relative, il loro pieno sfruttamento, la eventuale riparazione ecc. e, quanto più in modo completo, quanto meglio.

Nasce, da una tale situazione, una logica conseguenza: per la scelta di una professione o di un mestiere, per un miglioramento della propria posizione sociale, per l'intrapresa di una libera attività o anche per la sola acquisizione di cognizioni che indubbiamente verranno oltremodo utili, è quanto mai opportuno riflettere se non sia conveniente dedicare un po' di tempo allo studio di questa scienza che ha tra l'altro il pregio di rendersi immediatamente attraente, concreta, accessibile e foriera di moltissime soddisfazioni.

A questo scopo appunto, e con questi intenti, è stato redatto questo Corso.

Non mancano invero altri corsi (specie per corrispondenza) o scuole di radiotecnica, nè mancano (sebbene siano in numero del tutto inadeguato) scuole statali o pareggiate ma la struttura e l'impostazione che caratterizzano queste 156 lezioni sono alquanto particolari, presentando non pochi vantaggi sulle diverse altre forme di cui si è detto.

Anzitutto vogliamo porre in evidenza **il fattore economico.**

Frequentare regolarmente, durante tutto l'anno, una scuola è certo il modo più logico — anche se non il più rapido — per apprendere ma, tralasciando il fatto che rarissimi sono gli Istituti di radiotecnica, è a tutti possibile dedicarsi esclusivamente, e per l'intero anno, allo studio? Noi riteniamo che chi può farlo costituisca oggi assai più l'eccezione che la regola. Ciò significa infatti poter disporre liberamente del proprio tempo senza avere la necessità di un contemporaneo guadagno: il nostro Corso permette a chiunque di studiare a casa propria, nelle ore libere dal lavoro, senza abbandonare o trascurare quest'ultimo. Ciò caratterizza invero anche altri corsi, ma il vantaggio economico diviene notevole ed evidentissimo se si considera che di fronte all'esborso, anche se rateale, di quasi 80.000 lire che i corsi per corrispondenza richiedono, seguendo il nostro Corso la spesa in un anno risulta di poco più di 7500 lire (150 lire alla settimana presso un'edicola) o di 6630 lire totali, con recapito postale, settimanale, delle lezioni a domicilio.

E' superfluo dire che la Modulazione di Frequenza, i transistori, i circuiti stampati, la trasmissione, il telecomando ecc. sono argomenti integrali del Corso e non costituiscono motivo di corsi speciali, aggiunti o particolari.

Le lezioni di questo Corso — a differenza di molte altre — non sono stampate con sistemi di dispensa, a ciclostile, o con sistemi più o meno analoghi, derivanti cioè da un originale battuto a macchina da scrivere; esse sono stampate in uno stabilimento grafico, con chiari caratteri tipografici da cui deriva una assai più agevole lettura e — fattore certamente di non secondaria importanza — un contenuto molto più ampio, corrispondendo una pagina a stampa a tre o quattro pagine di quelle citate. Il lettore avrà, alla fine del Corso, un volume di ben 1248 pagine di grande formato!

Chiunque, indipendentemente dall'età, dalla professione e dalle scuole compiute **può seguire il Corso.** Alle esposizioni teoriche si abbinano numerose, attraenti, istruttive ed utili descrizioni che consentono la realizzazione di ricevitori, amplificatori, strumenti vari e persino di trasmittenti su onde corte.

A questo proposito è sintomatico il fatto che la Direzione non vuole assolutamente assumere la fisionomia di un fornitore o commerciante di materiale radio, rivendendo agli allievi le parti necessarie. Il materiale occorrente l'interessato può acquistarlo dove e come meglio crede e, assai spesso anzi, già ne dispone. Viene così evitato l'acquisto forzoso, caratteristico più o meno di tutti gli altri corsi.

Anche chi è già radiotecnico, anche chi ha seguito o segue altri corsi troverà il massimo tornaconto in questo completo ed aggiornato lavoro. Molte nozioni, è logico, saranno note, altre un po' meno e sarà utile rinfrescarle, e il tutto infine costituirà un manuale di consultazione, prezioso tanto per la teoria esposta quanto per i numerosi schemi, per le tabelle, per i grafici, gli elenchi, i dati, il vocabolario dei termini ecc.

Concludendo, si può affermare che questo **Corso di Radiotecnica** oltre che come insegnamento graduale si presenta come **enciclopedia e rivista assieme** ciò che permette di formare — con modestissima spesa — **il più completo, ricco, utile e pratico volume di radiotecnica di cui sia dato oggigiorno disporre.**

CIRCUITI RELATIVI alle ONDE CORTISSIME ed ULTRACORTE

I principi di funzionamento degli amplificatori usati nella gamma di frequenze compresa tra 30 e 1.000 MHz non sono molto differenti, in linea di massima, da quelli già da noi considerati nello studio degli amplificatori funzionanti con frequenze minori. Tuttavia, le caratteristiche dei diversi componenti (che conosceremo meglio nella lezione prossima), e le necessarie regolazioni al fine di consentire un funzionamento stabile e soddisfacente, particolarmente verso l'estremità più alta della gamma U.H.F., sono notevolmente più critiche.

La differenza di funzionamento di questi amplificatori dipende dunque, in massima parte, dai valori reattivi introdotti dai componenti, piuttosto che da vere e proprie differenze nelle caratteristiche circuitali. Nell'effettuare la scelta tra le diverse parti disponibili, per costruire un circuito che presenti una determinata impedenza in una realizzazione pratica, è necessario tenere in considerazione diversi fattori; una data disposizione dei componenti — ad esempio — può consentire un rendimento migliore nei confronti di qualsiasi altra disposizione. In proposito, accenniamo al fatto che su queste frequenze si adottano quasi sempre **componenti a caratteristiche distribuite,** i quali differiscono dai componenti a noi noti, detti a **caratteristiche concentrate,** per il motivo che — costruttivamente — la caratteristica (induttanza, capacità, ecc.) è ottenuta sviluppando in modo appropriato le dimensioni del componente. Si dovrà quindi tener conto, in fase di progetto, delle nuove e spesso maggiori dimensioni, attuando a volte un compromesso tra esse ed il rendimento.

Anche per questa gamma di frequenze gli stadi amplificatori possono essere comuni amplificatori di tensione (sia nei trasmettitori che nei ricevitori) oppure stadi di amplificazione di potenza.

AMPIEZZA di BANDA

Gli amplificatori di tensione funzionanti su frequenze elevate possono essere del tipo a banda stretta o a banda larga. I tipi a larga banda implicano generalmente la presenza di un amplificatore sintonizzato, il quale funziona su una banda passante di almeno un megahertz. In questa gamma di frequenze, gli amplificatori a larga banda sono impiegati sia come stadi di Media Frequenza, che come amplificatori a radiofrequenza. Ovviamente, l'ampiezza di banda è in stretta relazione col tipo di informazione che si desidera venga trasmesso o ricevuto. Allorchè un amplificatore deve consentire il passaggio di segnali di natura complessa, come ad esempio nelle applicazioni del « radar » che a suo tempo conosceremo, (e come nel caso della televisione) l'ampiezza di banda deve essere notevolmente maggiore che non per la trasmissione della sola voce o anche della musica, (come nel caso delle trasmissioni a carattere commerciale).

Sappiamo che una certa *tensione di rumore* è associata all'impiego dei circuiti radio e dei relativi componenti come resistenze, conduttori, valvole, condensatori ecc., e che essa ha origine a causa del movimento naturale degli elettroni. Detto rumore aumenta con lo aumentare della temperatura, e si distribuisce uniformemente attraverso l'intero spettro delle frequenze. A causa di questa distribuzione uniforme del rumore termico, esiste una relazione diretta tra l'ampiezza della banda passante dell'amplificatore e l'intensità del rumore presente in uscita. Negli amplificatori a larga banda, con l'aumentare dell'ampiezza di banda il rumore aumenta, con la conseguenza di un rapporto segnale-rumore meno soddisfacente che non negli amplificatori a banda stretta. Per questo motivo, l'ampiezza di banda viene normalmente contenuta nel minimo possibile, compatibilmente con le altre esigenze del circuito. Nei casi in cui si richiedano contemporaneamente una certa ampiezza di banda ed un notevole guadagno, non è opportuno usare circuiti di amplificazione a sintonia fissa e ad alto rendimento, in quanto si ha un notevole rumore termico. Uno dei metodi che consentono di migliorare il rapporto segnale-rumore, ad esempio negli amplificatori di Media Frequenza, consiste nell'impiego, per altro già noto al lettore, della *sintonia sfalsata,* mediante la quale i diversi circuiti accordati vengono tarati su frequenze leggermente diverse.

La **figura 1** illustra il responso totale di un amplificatore di Media Frequenza a larga banda, oltre al responso e al guadagno di ogni singolo stadio. In questo caso, lo stadio *C* ha un *Q* relativamente basso, ed un basso guadagno di tensione. Esso è sintonizzato sulla frequenza di 23,4 MHz, che è appunto la frequenza centrale desiderata. Gli stadi *B* e *D* hanno un *Q* leggermente più alto ed un guadagno maggiore che non lo stadio *C*. Essi sono sintonizzati sulle frequenze di 22,3 e 24,5 MHz, ossia leggermente al di sotto e al di sopra della frequenza centrale. Gli stadi *A* ed *E* sono caratterizzati da un *Q* ancora più alto, ed hanno un guadagno di tensione maggiore di quello degli stadi *B* e *D*.

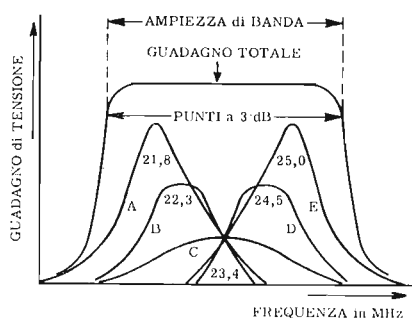



Fig. 1 - Curve separate di un amplificatore di Media Frequenza a larga banda, costituito da cinque stadi. Ciascuno di essi è sintonizzato su di una frequenza diversa; i valori di guadagno corrispondenti ai picchi corrispondono alla frequenza centrale di ogni singola banda. Si ha così la sintonia sfalsata, che consente di ottenere nel funzionamento generale la curva lineare ed orizzontale indicata come «guadagno totale».

Come si nota osservando la figura, essi sono sintonizzati su 21,8 e 25,0 MHz rispettivamente. La linea orizzontale rappresenta il guadagno totale, e la banda passante dell'intero amplificatore, che, come si nota, risulta lineare entro tre dB su tutti i valori di sintonia dei vari circuiti accordati.

La manutenzione degli amplificatori usati nella gamma di frequenze compresa tra 30 e 1.000 MHz richiede una certa attenzione. Le operazioni di messa a punto sono spesso critiche, e, in massima parte, gli accorgimenti tecnici sono ancora sconosciuti al lettore, in quanto non vengono presi in considerazione nei confronti dei circuiti funzionanti su frequenze più basse. Come regola generale, con l'aumentare della frequenza di funzionamento e dell'ampiezza di banda, le operazioni di regolazione degli stadi amplificatori, come pure degli amplificatori completi, diventano progressivamente più critiche. Ciò accade a causa della importanza maggiore di diversi fattori come — ad esempio — variazioni del valore dei componenti, induttanze e capacità parassite, ecc.

La stabilità di un amplificatore consiste nell'attitudine da parte dei diversi stadi e dei diversi componenti a mantenere le loro caratteristiche nonostante le eventuali vibrazioni meccaniche e le variazioni delle caratteristiche ambientali, (temperatura, umidità, ecc.). Per assicurare una certa stabilità negli amplificatori funzionanti su frequenze elevate, sono necessari particolari accorgimenti sia in fase di progetto, sia in fase di realizzazione. Occorre sempre tener presente che qualsiasi variazione delle caratteristiche elettriche, anche di un solo componente, o il semplice cattivo contatto di uno schermo, possono compromettere seriamente la stabilità di funzionamento.

La notevole amplificazione spesso richiesta negli apparecchi di dimensioni piccole, rende il problema del controllo delle eventuali reazioni particolarmente grave. Sebbene i triodi siano preferibili a causa del loro basso rumore, la notevole capacità presente tra placca e griglia causa fenomeni di reazione sufficienti a compromettere la stabilità di funzionamento. Ciò è particolarmente vero allorchè si opera nella gamma più alta delle frequenze considerate. In molti casi, si usano i sistemi di neutralizzazione già noti al lettore, al fine di consentire un funzionamento stabile su un'ampia gamma di frequenze.

AMPLIFICATORI di TENSIONE

Gli amplificatori di tensione — come sappiamo — hanno il compito di aumentare l'ampiezza dei segnali fino ad un valore sufficiente ad eccitare uno stadio rivelatore. Nei ricevitori, nei generatori di segnali, e negli strumenti di misura, il fattore più importante non è la potenza disponibile, bensì l'amplificazione di tensione, ossia l'ampiezza del segnale considerato, unitamente al rumore di amplificazione ed all'eliminazione dei segnali spuri che devono essere ridotti al minimo. Nel caso dei circuiti di trasmissione, gli amplificatori di tensione hanno invece il compito di elevare l'ampiezza del segnale prodotto dallo stadio oscillatore, affinchè questo raggiunga il valore necessario per pilotare lo stadio finale.

Quasi tutti gli amplificatori di tensione funzionano in classe *A*. I fattori di maggiore importanza dai quali dipende l'ammontare dell'amplificazione di tensione di ogni singolo stadio sono le caratteristiche intrinseche della valvola impiegata, le impedenze di ingresso e di uscita, e l'ampiezza di banda per la quale lo stadio è stato progettato. In alcuni circuiti, il fattore rumore può essere considerato un fattore limitante nella determinazione del guadagno di tensione. Tuttavia, oltre il primo ed il secondo stadio degli amplificatori in cascata, il fattore rumore è abbastanza basso in rapporto all'ampiezza del segnale in gioco, per poter essere trascurato.

Nel funzionamento con frequenze fino a 250 MHz, si possono adottare circuiti simili a quelli usati per frequenze inferiori. Il guadagno di tensione negli amplificatori aventi una banda passante di 2 o 3 MHz è compreso tra 40 e 50 alla frequenza di 30 MHz, e tra 8 e 10 per frequenze comprese tra 30 e 200 MHz. In queste gamme di frequenze è possibile usare con buon risultato i triodi, ma è più comune l'uso dei pentodi. Il guadagno di tensione di un triodo è notevolmente più basso, ciò che rende necessario l'uso di un maggior numero di stadi di amplificazione per ottenere il guadagno totale desiderato. Uno dei fattori limitanti nell'uso dei pentodi con frequenze elevate è l'elevato fattore rumore che ne deriva. In genere, i pentodi funzionanti su frequenze superiori a 250 MHz dànno un guadagno di tensione maggiore che non i triodi. Tuttavia, a causa dell'elevato fattore rumore, i pentodi non vengono

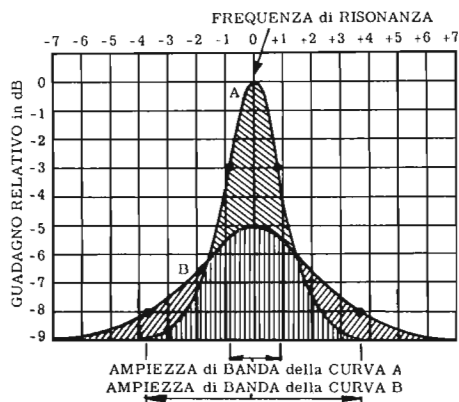



Fig. 2 - Col diminuire del Q aumenta l'ampiezza di banda; tuttavia l'area delle due curve (A e B) resta la medesima.

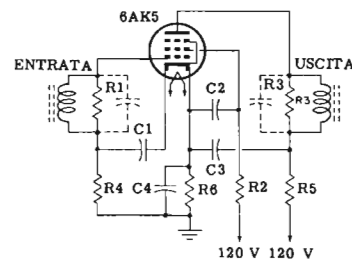



Fig. 3 - Esempio di stadio amplificatore di Media Frequenza a pentodo. Le resistenze R1 ed R3, connesse in parallelo ai due circuiti accordati, hanno il compito di stabilire la larghezza di banda.

usati all'estremità più alta della gamma di frequenze in corrispondenza della quale il livello di rumore raggiunge approssimativamente quello del segnale utile; ciò impedirebbe praticamente la ricezione.

Nella gamma di frequenze che si estende da 300 a 1.000 MHz, l'impiego dei triodi e dei *circuiti a caratteristiche riunite* (di cui ci occuperemo nella lezione prossima) diventa essenziale. E' possibile ottenere con i triodi un guadagno ed un fattore di rumore relativamente soddisfacenti, quando il livello del segnale è talmente basso da approssimarsi al livello del rumore presente nel circuito.

Oltre i 500 MHz, per ottenere un guadagno di tensione con un fattore rumore accettabile, è necessario ricorrere all'impiego di *circuiti a linee concentriche*, e di triodi speciali aventi particolari caratteristiche. Una delle caratteristiche dei circuiti a linee concentriche è la facilità con la quale è possibile ottenere effetti di schermatura e di isolamento nell'impiego delle valvole con griglia a massa.

Fino ad ora non sono stati costruiti dei pentodi adatti all'impiego in tali circuiti come amplificatori di tensione. Il guadagno di tensione che si può sperare di ottenere con i triodi mediante l'impiego di circuiti a linee concentriche non supera normalmente un valore compreso tra 3 e 12.

E' possibile ottenere una notevole amplificazione in corrispondenza dell'estremità inferiore della gamma, ma essa diminuisce rapidamente con l'aumentare della frequenza a causa della riduzione del Q del circuito e del rendimento della valvola.

Per aumentare l'ampiezza di banda di un circuito risonante, è necessario diminuire il Q, e ridurre così la amplificazione ottenibile. Ciò significa che il guadagno dello stadio o del circuito è inversamente proporzionale all'ampiezza di banda. Dal momento che quest'ultima aumenta col diminuire del guadagno, l'area della curva guadagno/responso, illustrata alla **figura 2**, rimane sempre la medesima. Per un dato circuito, il prodotto tra il guadagno e l'ampiezza di banda assume un valore costante. Si può dimostrare matematicamente che, per uno stadio amplificatore a sintonia normale, il prodotto tra il guadagno e l'ampiezza di banda equivale a g_m, ossia alla transconduttanza della valvola espressa in micromho, divisa per π volte il doppio della capacità totale del circuito espressa in picofarad.

Si ha pertanto:

$$\textit{guadagno} \times \textit{ampiezza di banda} = \frac{g_m}{2\,\pi\,C}$$

Consideriamo, ad esempio, un circuito in cui venga usato il pentodo 6AK5; la valvola ha una transconduttanza di 4.500 micromho, ed il fattore C, ossia la capacità totale del circuito, ammonta a 11 pF. Sostituendo tali valori nella formula, abbiamo:

$$\textit{guadagno} \times \textit{ampiezza di banda} = \frac{4.500}{6.28 \times 11} = 65.2$$

Di conseguenza, il prodotto tra il guadagno e l'ampiezza di banda ammonta a 65,2 che è espresso in MHz. Ciò significa che, se l'ampiezza di banda richiesta è di 10 MHz, è possibile ottenere un guadagno di tensione pari a 65,2 : 10 = 6.52 in corrispondenza della frequenza centrale, ossia della frequenza di risonanza. Se l'ampiezza di banda è di 5 MHz, è possibile invece ottenere un guadagno pari a 65.2 : 5 = 13,04.

In un amplificatore consistente in una serie di stadi amplificatori in cascata a sintonia uniforme, tutti risonanti sulla medesima frequenza, il responso generale diventa più stretto con l'aumentare del numero degli stadi, e ciò grazie all'aumento della selettività, come abbiamo appreso nello studio dei ricevitori a circuiti accordati. Di conseguenza, l'ampiezza individuale di banda degli stadi deve essere notevolmente maggiore che non l'ampiezza di banda totale data dalla loro combinazione.

Se esaminiamo la formula enunciata precedentemente, notiamo che essa ci dimostra che la relazione tra la transconduttanza e la capacità è — in questo caso — la stessa che esprime il fattore di merito della valvola: ne consegue che, se le impedenze del circuito si mantengono costanti, il prodotto tra il guadagno e l'ampiezza di banda in un amplificatore dipende dalla scelta della valvola. Se questa ha una transconduttanza elevata o una bassa capacità interelettrodica, il prodotto guadagno-ampiezza di banda aumenta.

Il FATTORE RUMORE

Il fattore rumore può costituire una valutazione del rendimento di un amplificatore o di un ricevitore, in base alla quale è possibile il confronto tra varie ver-

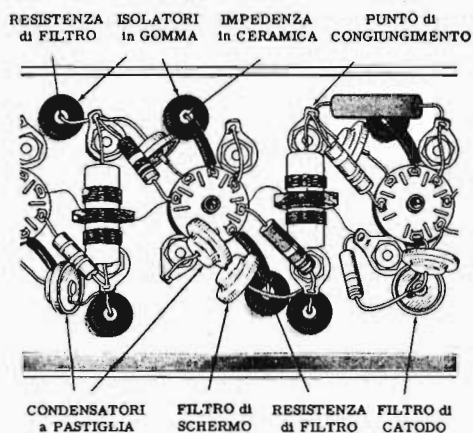



Fig. 4 - Esempio di disposizione dei componenti nella realizzazione di uno stadio del tipo illustrato alla figura 3. Dal momento che le resistenze passano attraverso il telaio metallico, tramite appositi passacavi in gomma, il circuito del segnale risulta schermato nei confronti del circuito di alimentazione. Si noti la forma particolare delle capacità, che sono — in questo caso — del tipo a « bottone ».

sioni del circuito, indipendentemente dal guadagno o dall'ampiezza di banda assoluti. Esso corrisponde al prodotto del reciproco del guadagno per il rapporto tra i livelli del rumore presente in uscita ed il rumore presente in entrata. Ciò può essere espresso matematicamente dalla seguente formula:

$$\text{fattore rumore} = \frac{1}{\text{guadagno}} \times \frac{\text{livello rumore uscita}}{\text{livello rumore entrata}}$$

Se si tengono nella dovuta considerazione i fattori limitanti, inerenti gli amplificatori di tensione che funzionano nella gamma di frequenze di cui ci occupiamo, il fattore rumore assume un'importanza notevole. Abbiamo visto che, nel funzionamento con frequenze più basse, il livello del rumore atmosferico è elevato nei confronti del rumore intrinseco del ricevitore, e che il rapporto segnale-rumore del segnale ricevuto è quasi sempre dovuto alle caratteristiche dell'antenna. Nei ricevitori progettati con cura, ciò è vero anche con le antenne più semplici fino alla frequenza di 50 MHz, purchè l'antenna e l'ingresso del ricevitore siano accoppiati adeguatamente tramite la linea di trasmissione.

Con antenne ad elevato guadagno, questo limite di frequenza è alquanto più alto. Nel funzionamento con le frequenze più elevate, il rumore facente parte di un segnale complesso proveniente dal circuito di ingresso e dal primo stadio di amplificazione ad Alta Frequenza, diventa il fattore limitante nel determinare sino a qual punto un segnale debole possa essere ricevuto in modo soddisfacente.

Nell'amplificazione di un segnale debole nella gamma compresa tra 30 e 1.000 MHz, il rapporto segnale-rumore viene determinato dalle caratteristiche di funzionamento del primo stadio amplificatore, in quanto tutti gli stadi successivi amplificano in modo eguale sia il segnale utile che il rumore. Una eccezione a questa affermazione si ha allorchè il secondo stadio agisce da mescolatore, poichè, in tal caso, esso fornisce un rumore interno considerevolmente più alto che non se il medesimo stadio funzionasse semplicemente come amplificatore. A volte, lo stadio mescolatore denota un fattore rumore talmente elevato, che si rende necessario farlo precedere da due stadi amplificatori ad Alta Frequenza, onde disporre di un livello del segnale di entrata allo stadio mescolatore sufficientemente alto da superare il livello del rumore prodotto.

Il fattore rumore prodotto da un determinato stadio dipende in parte dalla valvola usata, in parte dal tipo del circuito, e in parte dalla precisione con la quale è stata effettuata la messa a punto. Il fattore rumore ottenibile con una data valvola aumenta — ripetiamo — con l'aumentare della frequenza (a causa dell'induttanza del collegamento di catodo), del tempo di transito, e di altri fattori del genere.

ESEMPI di AMPLIFICATORI di TENSIONE

Esistono diversi circuiti per l'amplificazione di tensione, ciascuno dei quali è adatto per applicazioni particolari. Un circuito assai noto, per triodi, detto «**cascode**», che, tra breve esamineremo, è particolarmente adatto nei casi di segnale molto debole, in quanto è caratterizzato da un eccellente fattore rumore e da un guadagno paragonabile a quello di un pentodo, se si considerano entrambe le sezioni. Per contro, l'amplificatore a pentodo si adatta bene ai casi in cui un fattore rumore non del tutto soddisfacente risulta tollerabile, perchè il prodotto guadagno - ampiezza di banda è buono, nei confronti del circuito « cascode », e lo stadio è di più semplice realizzazione.

Amplificatore a pentodo per M.F., per 60 MHz — Lo schema di cui alla **figura 3** illustra uno stadio di questo tipo. Viene usato un pentodo del tipo *6AK5*, in quanto la frequenza di funzionamento è compresa entro i limiti di funzionamento di un pentodo. Il guadagno ammonta a circa 11 dB, il fattore rumore è accettabile, ed il circuito è semplice e di facile realizzazione. Per ottenere l'ampiezza di banda desiderata, vengono connesse ai capi del secondario del trasformatore di ingresso, e del primario del trasformatore di uscita, le due resistenze $R1$ ed $R3$. Il rapporto tra il Q del primario, e quello del secondario nel trasformatore interstadio, viene normalmente regolato al valore di 2,2 : 1, in quanto si è stabilito sperimentalmente che questo è il valore migliore per il massimo guadagno, che consente contemporaneamente la minima sensibilità alle variazioni del valore dei componenti.

La presenza di circuiti accordati sia nel circuito di griglia che in quello di placca aggiunge ulteriori vantaggi, e consente un miglior valore del prodotto guadagno-ampiezza di banda. L'accoppiamento induttivo

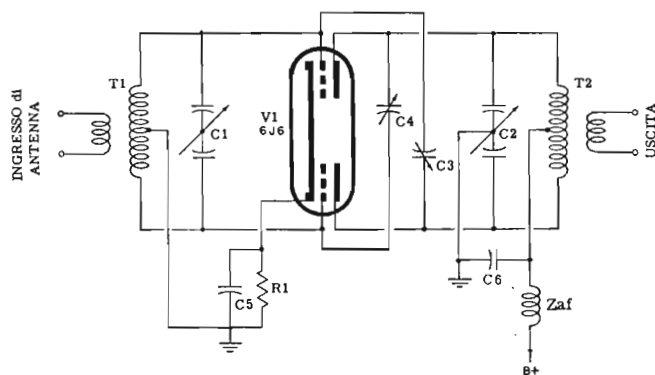



Fig. 5 - Esempio di stadio amplificatore di antenna del tipo a doppio triodo, montato in «push - pull». L'ingresso collegato alla linea di trasmissione bifilare, è bilanciato. L'accordo viene effettuato mediante la capacità C1, del tipo a farfalla, così come avviene per il circuito accordato di uscita (C2). Il rotore di questi variabili può essere connesso a massa, in quanto si trova sempre ad un potenziale neutro rispetto ai due segnali sfasati di 180°. La neutralizzazione è del tipo incrociato (C3 e C4).

elimina la presenza di una capacità di accoppiamento, diminuendo di conseguenza la costante di tempo del circuito di griglia.

I circuiti di ingresso e di uscita di uno stadio amplificatore sono più o meno indipendenti, poichè i circuiti accordati non devono necessariamente far capo direttamente a massa, bensì possono essere connessi a quest'ultima attraverso il catodo della valvola, tramite le capacità *C1* e *C3*. La valvola *6AK5* è provvista di due terminali separati, facenti entrambi capo al catodo; come si nota osservando lo schema di figura 3, uno di essi è usato per il circuito di ingresso, e l'altro per il circuito di uscita. Questo provvedimento consente di diminuire l'induttanza del collegamento di catodo, e — di conseguenza — porta ad un minore accoppiamento tra il circuito di entrata e quello di uscita, riducendo quindi la reazione indesiderabile che si verifica quando il collegamento di catodo è comune ai due circuiti. Il terminale a basso potenziale ad Alta Frequenza del circuito di griglia è isolato da massa tramite la resistenza *R4*, in parallelo alla quale si trova la capacità *C1*. I circuiti di placca e di schermo sono a loro volta filtrati dalle capacità *C3* e *C2*. *C4* filtra la tensione di catodo convogliando a massa il segnale ivi presente. Ciò rende minima la corrente ad Alta Frequenza circolante nel telaio, e riduce l'accoppiamento eventuale fra gli stadi dell'amplificatore.

Come vedremo meglio più avanti, vengono usati tipi particolari di condensatori e di resistenze. Le resistenze di placca e di schermo, in serie ai collegamenti di alimentazione, *R5* ed *R2*, passano attraverso dei passacavi in gomma applicati al telaio; in tal modo i circuiti di alimentazione restano isolati, o per meglio dire, schermati dal circuito ad Alta Frequenza a causa dell'interposizione del telaio stesso. La **figura 4** illustra la disposizione dei componenti adatta ad un amplificatore di questo tipo.

Amplificatore a triodi in controfase, neutralizzato — Sebbene il guadagno di tensione dei triodi sia generalmente più basso, e sebbene i circuiti relativi vengano complicati dalla necessaria presenza di dispositivi di neutralizzazione, essi vengono frequentemente impiegati negli amplificatori di tensione funzionanti nella gamma compresa tra 30 e 1.000 MHz, per ottenere un fattore rumore più soddisfacente.

Spesso si usa una coppia di triodi collegati in « push-pull » come stadio di ingresso di un amplificatore ad Alta Frequenza, in quanto questo sistema consente un metodo semplice per utilizzare il segnale di ingresso fornito da un'antenna impiegata con linea di trasmissione bilanciata. La **figura 5** illustra uno stadio amplificatore di questo tipo, nel quale viene usata una valvola *6J6*. I circuiti accordati di ingresso e di uscita sono sintonizzati mediante le capacità variabili *C1* e *C2* che sono del tipo detto a « *farfalla* » che conosceremo nella prossima lezione. Il punto centrale tra i due condensatori che formano *C1* è al potenziale di massa, e può essere connesso al telaio, senza alterare minimamente il funzionamento dell'amplificatore. Il condensatore di filtro *C5* è normalmente del tipo ceramico a disco. Le capacità di neutralizzazione, *C3* e *C4*, sono connesse secondo un metodo convenzionale di neutralizzazione incrociata, di cui ci siamo già occupati a pagina 1016, figura 16.

La resistenza chimica *R1* deve essere del tipo non induttivo. Quando si richiede un'ampiezza di banda notevole, è necessario aggiungere una ulteriore resistenza in parallelo al circuito accordato di placca. Fattori della massima importanza sono la minima lunghezza dei collegamenti, e le reciproche posizioni dei componenti interessati. La selettività di questo circuito è buona.

Circuito amplificatore « cascode » — Il circuito « cascode » consente un fattore rumore soddisfacente, ed un guadagno apprezzabile. Un esempio di tale circuito è illustrato alla **figura 6**: si impiegano 2 triodi che sono tra loro in serie. *V2* funziona in modo analogo a quello di uno stadio convenzionale con catodo a massa. L'uscita, ossia la placca di questo stadio, è accoppiata direttamente al catodo di *V1*, e la griglia è praticamente a massa agli effetti del segnale ad Alta Frequenza. Questo dispositivo riunisce le prerogative di funzionamento dei pentodi e dei triodi, eliminando la massima parte delle caratteristiche indesiderabili di entrambi. Esso consente l'elevato guadagno, l'alta impedenza di ingresso e la stabilità di un pentodo, e presenta contemporaneamente il basso fattore rumore di un triodo.

Per ottenere il funzionamento migliore, il primo stadio deve essere neutralizzato, tuttavia tale neutralizzazione non è nè difficile nè critica. Essa non contribuisce a migliorare la stabilità, bensì a migliorare il fattore rumore. Tale miglioramento aumenta con lo aumentare della frequenza, in quanto è trascurabile

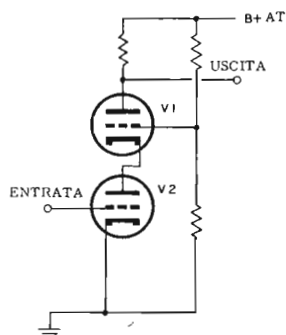



Fig. 6 - Circuito del tipo « cascode » costituito da due triodi in serie. V2 si comporta come uno stadio convenzionale con catodo a massa, la cui placca è però connessa direttamente al catodo di V1; la griglia relativa è a massa agli effetti del segnale ad Alta Frequenza. Dalla placca di V1 viene prelevata l'uscita.

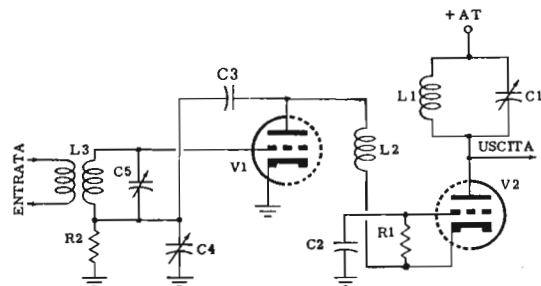



Fig. 7 - Esempio di stadio amplificatore di ingresso, del tipo «cascode». La polarizzazione di griglia si sviluppa attraverso L3 ed R2. L2 e C3 provvedono alla neutralizzazione di V1. C2 mette a massa il segnale sulla griglia di V2, dal cui circuito accordato di placca, (L1 - C1), viene prelevato il segnale amplificato di uscita.

nel funzionamento a 30 MHz, mentre assume un valore di 3 dB a 200 o 300 MHz.

Questo circuito può essere impiegato per le medesime applicazioni citate a proposito dell'amplificatore a due triodi in controfase. Al confronto, offre il vantaggio di una maggiore semplicità sia di costruzione che di messa a punto, di un funzionamento più stabile, e di una banda passante più ampia, con eguale amplificazione.

La **figura 7** illustra una versione più completa del circuito « cascode » adatto all'impiego come amplificatore a radiofrequenza, impiegante un doppio triodo del tipo *6BK7*. Esistono però altre valvole con caratteristiche similari che sono egualmente adatte, e che sono provviste di una schermatura egualmente efficace tra i due triodi. Il catodo di *V1* è a massa; la capacità *C5* sintonizza il circuito di ingresso; l'induttanza *L3* e la resistenza *R2* forniscono la tensione di polarizzazione necessaria al funzionamento; l'induttanza *L2* presente nel circuito di placca costituisce un rimedio contro l'induttanza dispersa e contro la capacità tra catodo e filamento; il circuito formato da *L2* e da *C3* compie la funzione di neutralizzazione. *C2* connette a massa la griglia di *V2* agli effetti del segnale ad Alta Frequenza, e la resistenza *R1* fornisce la polarizzazione per falla di griglia.

La tensione di placca per entrambe le valvole viene avviata attraverso il circuito accordato di placca costituito da *C1* e da *L1*. L'uscita viene prelevata dalla placca della valvola superiore.

Amplificatore a triodo con griglia a massa — Una applicazione comune dell'amplificatore a triodo con griglia a massa è lo stadio di ingresso di amplificazione ad Alta Frequenza del tipo illustrato alla **figura 8**. La valvola impiegata è del tipo *6J4* (tipo miniatura) e, come collegamenti, si usano dei tratti di linea di trasmissione. La frequenza di funzionamento si approssima ad un massimo di 400 MHz.

L'intero stadio deve essere perfettamente schermato dalla parte restante del ricevitore. Il segnale viene applicato al circuito sintonizzato a linea risonante, costituito da *L1*, nel punto che presenta l'impedenza adeguata alla frequenza. Da questo circuito sintonizzato, il segnale viene accoppiato al catodo della valvola, il quale è isolato dalla placca grazie all'effetto schermante della griglia connessa a massa. Le capacità *C3* e *C5* filtrano la tensione di catodo: *C4* e *C6* filtrano invece la tensione che alimenta il filamento. La resistenza *R2*, presente ai capi di *C5*, fornisce la tensione di griglia. La capacità di *CV3* ha il compito di sintonizzare la linea.

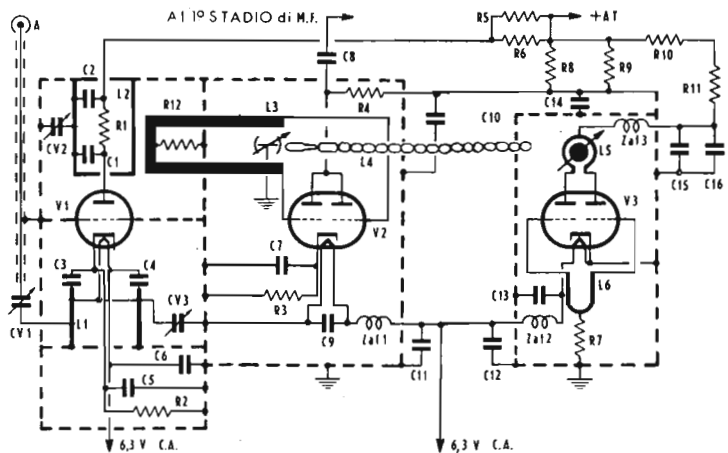
Il segnale di uscita viene trasferito attraverso i condensatori *C1* e *C2* dalla placca alla linea sintonizzata di uscita, *L2*, la quale viene a sua volta sintonizzata mediante la capacità *CV2*. La resistenza *R1* ha il compito di smorzare le oscillazioni parassite.

L'impiego di tratti di linee risonanti riduce l'effetto dell'induttanza dei collegamenti, e delle capacità parassite, ad un valore che può essere considerato trascurabile. La capacità tra placca e catodo relativamente bassa, e l'effetto schermante della griglia, consentono lo impiego del circuito senza che si manifestino oscillazioni, e senza dover ricorrere a dispositivi di neutralizzazione.

Gli amplificatori di tensione fino ad ora descritti sono quelli di maggiore impiego sia nei ricevitori adatti al funzionamento nelle onde cortissime ed ultracorte, sia nei trasmettitori: essi infatti, a seconda delle loro caratteristiche, e a seconda delle esigenze, possono essere usati sia per amplificare i deboli segnali provenienti da un'antenna, affinchè raggiungano un valore adeguato per consentire un basso fattore rumore, sia per aumentare l'ampiezza delle oscillazioni prodotte affinchè raggiunga un valore tale da pilotare uno stadio di potenza (finale) adatto per la trasmissione in tali gamme. Ovviamente, anche per gli stadi di potenza ora citati occorrono degli accorgimenti particolari per consentire una buona stabilità ed un buon rendimento su frequenze elevate: vediamo quindi quali sono le caratteristiche essenziali di uno stadio finale di potenza.

AMPLIFICATORI di POTENZA

Negli amplificatori di potenza per Alta Frequenza, l'impedenza di funzionamento del carico viene normalmente regolata ad un valore che permetta alla valvola o alle valvole di funzionare con un rendimento elevato. Il valore dell'impedenza di carico per consentire una amplificazione di potenza adeguata, è sempre molto più basso che non quello necessario per ottenere la massima amplificazione di tensione, e la tensione ad Alta Frequenza che si sviluppa ai capi di detto carico è relativamente bassa. Per contro, la corrente ad Alta

Fig. 8 - Esempio di amplificatore di ingresso, del tipo con griglia a massa, impiegante circuiti accordati a linea risonante, e adatto al funzionamento con frequenze fino a 400 MHz. La griglia di V1 è connessa direttamente a massa, e separa quindi il catodo (cui è applicato il segnale di ingresso attraverso L1), dalla placca. V2 e V3 sono i due stadi successivi, anch'essi impieganti circuiti a linea. Si noti la schermatura tra i diversi stadi. Le caratteristiche sono tali che non è più necessaria alcuna neutralizzazione.

Frequenza che circola nel circuito è relativamente alta proprio a causa del basso valore dell'impedenza di carico; di conseguenza, tutti i componenti e le connessioni interessate alla corrente d'uscita devono essere in grado di sopportarla senza provocare una eccessiva dissipazione di energia sotto forma di calore.

Sebbene gli amplificatori di potenza possano funzionare su tutte le classi (*A*, *B* ecc.) quasi tutti quelli per frequenze elevate funzionano in classe *B* o *C*, e quest'ultima è in genere la più usata. Ciò è possibile — come sappiamo — in quanto la distorsione armonica del segnale amplificato può essere tollerata e, in certi casi, è perfino desiderata. Dal momento che tali amplificatori denotano una corrente di griglia, è necessario che al circuito relativo venga fornita una certa potenza. Gli amplificatori di questo tipo, funzionanti nelle frequenze di cui ci occupiamo, possono essere usati sia come moltiplicatori di frequenza, che come stadi piloti, sia infine come stadi finali. Il loro impiego può essere notato anche nei generatori di segnali ed in altri strumenti usati in elettronica.

Un amplificatore di potenza che sia modulato in ampiezza può funzionare con potenze di ingresso più alte che non quelle applicate per una modulazione di frequenza. Le applicazioni più importanti si notano nel campo delle radiotrasmissioni.

Confronto tra tipi di valvole

Gli argomenti che qui consideriamo si riferiscono a quelle caratteristiche delle valvole che esercitano un'influenza rilevante sul funzionamento in amplificazione di potenza. Le caratteristiche di funzionamento enunciate per le valvole non tengono conto delle inevitabili perdite che si verificano sia nelle valvole stesse che nei circuiti relativi; esse sono, di conseguenza, migliori di quelle che possono essere constatate nelle applicazioni pratiche.

L'amplificazione di potenza è — come abbiamo visto a suo tempo — il rapporto tra la potenza effettiva di uscita e la potenza dissipata per l'alimentazione. Il guadagno di potenza di un triodo amplificatore, nei confronti di segnali a frequenza molto elevata, è piùttosto basso, e normalmente compreso tra 5 e 50. L'amplificazione fornita da un tetrodo è invece compresa tra 10 e 200, e quella di un pentodo è compresa tra 50 e 300. Tuttavia, nei confronti delle frequenze comprese tra 30 e 1.000 MHz, esistono ben pochi tipi di pentodi che siano in grado di fornire l'amplificazione che può essere ottenuta da certi tetrodi o triodi, particolarmente verso l'estremità superiore della gamma U.H.F. Il guadagno teorico per tutte le valvole è molto più alto, e si estende fino a 1.000 o più per i pentodi, ma tali valori non sono ottenibili nelle realizzazioni pratiche. Il massimo di amplificazione ottenibile con una data valvola, sia essa un triodo, un tetrodo, o un pentodo, diminuisce con l'aumentare della frequenza del segnale amplificato.

Dal momento che l'amplificazione di un triodo è molto inferiore a quella di un tetrodo e di un pentodo, è necessario fornire alla griglia di questo tipo di valvola un segnale avente un livello di potenza molto maggiore per ottenere la medesima potenza di uscita che si otterrebbe con un tetrodo o con un pentodo, con un segnale di ingresso minore. In pratica, la potenza di eccitazione necessaria per i tetrodi e per i pentodi, può essere dell'ordine del 10% di quella richiesta per i triodi. Per certe valvole, essa può scendere ad un valore compreso tra 1 e 3 watt, sebbene aumentando la frequenza aumenti il livello del segnale di ingresso necessario.

Il rendimento di placca equivale al rapporto tra la potenza fornita in uscita e la potenza di ingresso, ed è espresso in percentuale. Nella gamma di frequenze che consideriamo, il rendimento di placca può essere considerato eguale per tutti e tre i tipi di valvole. Esso varia normalmente dal 75 all'80% per le frequenze più basse, ad un massimo del 30% circa in corrispondenza delle frequenze più alte.

Per ottenere un funzionamento stabile al di sopra dei 100 MHz, è necessario migliorare il più possibile la separazione elettrica dei circuiti di ingresso da quelli di uscita, per eliminare gli effetti reattivi. L'impiego dello isolamento di griglia, ossia del cosiddetto circuito con griglia a massa, abbiamo già visto che costituisce una delle soluzioni a questo problema. Sebbene la griglia possa avere un potenziale inferiore (più negativo) a quello di massa, essa può tuttavia far capo direttamente a massa agli effetti del segnale; in tal caso si comporta esattamente come uno schermo tra il catodo e la placca, come abbiamo visto a proposito dei circuiti di figura 7 e 8. Il segnale di ingresso viene applicato tra la griglia ed il catodo, e quest'ultimo deve avere un

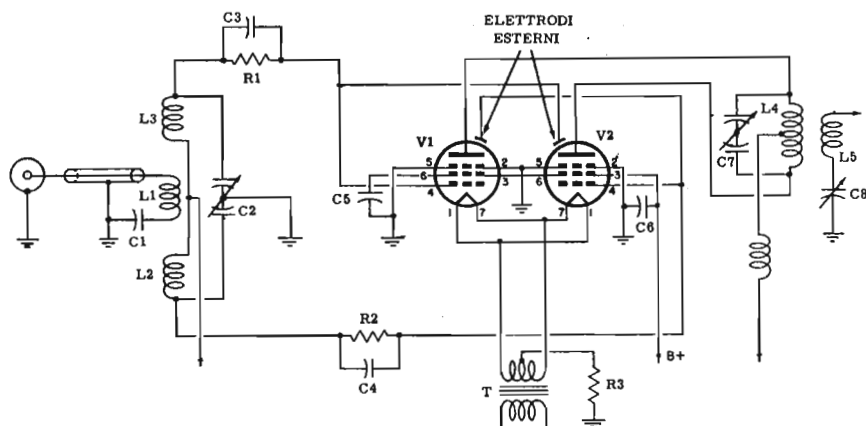



Fig. 9 - Circuito di un amplificatore di potenza adatto al funzionamento su frequenze elevate, fino ad un massimo di 100 MHz. Vengono impiegati due pentodi connessi in « push-pull ». Il guadagno di potenza è pari a 5. Si osservi il sistema di neutralizzazione incrociata, ottenuta con due elettrodi esterni alle valvole.

potenziale superiore a quello di massa di un ammontare pari all'ampiezza della tensione del segnale. In questo caso, la griglia diventa comune ai circuiti di entrata e di uscita, sostituendosi a tale riguardo al catodo.

Un circuito di questo tipo necessita di una potenza di pilotaggio maggiore che non nel caso di collegamento con catodo a massa, il che complica in un certo senso il progetto degli stadi precedenti. Inoltre, se lo stadio è modulato, è necessario lo sia anche quello precedente, se si desidera utilizzare completamente la potenza della portante (modulazione al 100%). Ciò è vero in quanto una parte della potenza di pilotaggio fornita al circuito di ingresso di un amplificatore con griglia a massa si manifesta nel circuito di uscita sotto forma di potenza utile.

Nelle gamme di frequenze comprese tra 30 ed un massimo di 450 MHz, si preferisce l'impiego dei triodi per la loro robustezza e per la loro semplicità dei circuiti, sebbene essi abbiano una sensibilità inferiore a quella delle valvole multigriglia, e richiedano normalmente dispositivi di neutralizzazione. Come sappiamo, i tetrodi ed i pentodi consentono un'amplificazione di potenza maggiore, ma vengono più facilmente danneggiati da un eventuale sovraccarico o da altre inesattezze; essi richiedono inoltre l'impiego di circuiti più onerosi a causa della presenza di ulteriori tensioni e di ulteriori dispositivi di filtraggio per le griglie aggiunte.

Negli stadi funzionanti a modulazione di ampiezza, sappiamo che, per ottenere un maggiore rendimento ed una minore distorsione, è necessario modulare anche la griglia schermo. Fino alla frequenza di 75 MHz, è possibile usare sia nei circuiti di griglia che nei circuiti di placca, i componenti a caratteristiche concentrate. Nei circuiti a triodo, inoltre, si ricorre spesso all'impiego di valvole doppie, funzionanti in opposizione di fase, in quanto il funzionamento simmetrico fa in modo che la neutralizzazione e la stabilità siano migliori.

Gli amplificatori di potenza funzionanti oltre 400 MHz sono basati quasi esclusivamente sull'impiego di collegamenti a linee coassiali o concentriche. Ben pochi esemplari dei tetrodi e dei pentodi disponibili possono funzionare con un buon rendimento come amplificatori di potenza con tali frequenze. Tuttavia, il loro maggiore guadagno di potenza e le notevoli possibilità di neutralizzazione, rendono queste valvole di impiego desiderabile in tutte le frequenze in cui possono funzionare.

Attualmente, i triodi vengono impiegati molto più frequentemente dei tetrodi e dei pentodi al di sopra della frequenza di 500 MHz, particolarmente quando si richiede una potenza d'uscita superiore a qualche watt. Agli effetti del circuito, sono di uso comune sia gli stadi finali singoli, che quelli in « push-pull » a collegamenti coassiali.

In fase di progetto di un amplificatore di potenza per frequenze elevate, è necessario tenere nella dovuta considerazione la potenza che si desidera ottenere, la potenza di eccitazione di cui si dispone, le dimensioni ed il peso ammissibili, le esigenze di alimentazione, la gamma di frequenze, il tipo del funzionamento (intermittente o continuo per periodi notevolmente lunghi) e la sicurezza di funzionamento necessaria. Alcune di queste caratteristiche sono spesso in antitesi tra loro, per cui occorrono particolari accorgimenti e compromessi. La **figura 9** illustra un prototipo di amplificatore di potenza adatto al funzionamento nella gamma compresa tra 70 e 100 MHz. Si tratta di due valvole del tipo *4E27A* (pentodi) impiegate in un circuito a « push-pull ». Il dispositivo serve particolarmente per aumentare la potenza di un trasmettitore da 50 a, 250 watt.

L'amplificatore può essere sintonizzato per qualsiasi valore di frequenza compreso tra 70 e 100 MHz mediante i circuiti accordati di cui fanno parte *C2* e *C7*. Il segnale di eccitazione a radiofrequenza viene accoppiato tramite un cavo coassiale, che lo applica all'induttanza *L1*: questa è a sua volta accoppiata induttivamente al circuito accordato bilanciato costituito da *L2* ed *L3* in serie tra loro. La neutralizzazione è realizzata mediante le connessioni tra la griglia pilota di ciascuna valvola e la piastrina ad effetto capacitivo presente sul bulbo dell'altra valvola (elettrodo esterno).

La tensione anodica per queste valvole ammonta a circa 2.000 volt, e la tensione di schermo viene portata ad un valore di 450 volt. Tutti i componenti sono sistemati in modo tale che le relative connessioni siano le più corte possibili; i condensatori di filtro, in particolar modo *C5* e *C6* per le griglie schermo, sono sistemati il più possibile vicino ai piedini della valvola. Al punto centrale di collegamento tra *L2* ed *L3*, viene applicata una tensione di polarizzazione di circa 100 volt (in assenza di segnale). In presenza di segnale, si sviluppa una tensione ulteriore ai capi dei gruppi *RC* di griglia costituiti da *R1 C3* ed *R2 C4*.

TECNICA delle ONDE CORTISSIME ed ULTRACORTE

Abbiamo esaminato i principi generali che differenziano la tecnica circuitale degli apparecchi funzionanti nella gamma compresa tra 30 e 1.000 MHz, da quella degli apparecchi funzionanti su frequenze inferiori. Le differenze citate — tuttavia — non si limitano ai soli circuiti, bensì si estendono — come abbiamo del resto già accennato — con importanza altrettanto notevole, agli elementi di circuito necessari per la loro realizzazione. La struttura e le dimensioni di questi componenti, devono adattarsi alle esigenze introdotte dall'elevato valore delle frequenze in gioco.

L'espressione *elementi di circuito* è, in linea di massima, riferita a quelle parti componenti che compiono una determinata funzione elettrica nel circuito di cui fanno parte; esse pertanto non hanno nulla a che vedere con le parti alle quali sono affidati compiti di carattere esclusivamente meccanico. Le valvole, i condensatori, le resistenze, le induttanze, i trasformatori, i potenziometri, possono essere certamente considerati elementi di circuito; per contro, i collegamenti elettrici — sempre che oppongano una impedenza trascurabile nei confronti della frequenza del segnale — pur avendo compiti di carattere eminentemente elettrico, non possono essere considerati elementi del circuito.

Una delle più comuni caratteristiche di un circuito è — ad esempio — l'impedenza. L'impedenza può essere di valore ridotto o elevato, positivo o negativo: essa può comportarsi in pratica come una semplice resistenza ohmica, o come una resistenza di natura complessa. In quest'ultimo caso, si tratta di quei componenti che — nei confronti del segnale — oppongono sia una reattanza, che una resistenza ohmica pura: la reattanza infine può essere sia induttiva che capacitiva.

Gli elementi di circuito che forniscono un determinato valore di impedenza, di una data natura, possono essere costituiti sia da *componenti a valore concentrato* (come ad esempio, le resistenze, le capacità o le induttanze, nelle quali il valore, sia resistivo che capacitivo o induttivo, è riferito alle caratteristiche stesse del componente, ed è misurabile tra i due terminali dello stesso), sia da *componenti a valore distribuito*, nei quali il valore non è individuabile in un dato punto o in un dato spazio, bensì è distribuito uniformemente per tutta la lunghezza. Per quanto riguarda le loro caratteristiche elettriche intrinseche, entrambi i tipi possono essere impiegati per il funzionamento con qualsiasi frequenza, dalle più basse della gamma acustica, alle più alte della gamma elettromagnetica. Esistono però dei fattori, come ad esempio le massime dimensioni ammissibili, ed il rendimento effettivo, che in ogni singolo caso limitano la gamma di frequenze entro la quale il funzionamento è soddisfacente.

Nella gamma di frequenze di cui ci interessiamo (V.H.F. e U.H.F.) vengono impiegati sia componenti a caratteristiche concentrate, sia componenti a caratteristiche distribuite. I primi ci sono noti e di essi diremo comunque più avanti: esaminiamo anzitutto i secondi che sono maggiormente caratteristici di questo campo di frequenza.

ELEMENTI a CARATTERISTICHE DISTRIBUITE

Nella gamma di frequenze più elevate, si ricorre spesso all'impiego di **circuiti a linea** in funzione di induttanze risonanti (circuiti accordati), e ciò sia nei circuiti di griglia che in quelli di placca delle valvole amplificatrici o oscillatrici. Detti circuiti vengono adottati anche per la realizzazione di filtri passa-banda, trasformatori di impedenza, accoppiamenti tra stadi bilanciati e stadi non bilanciati, invertitori di fase, ecc.

In queste applicazioni, è possibile impiegare segmenti di cavi coassiali o di comuni linee di trasmissione a conduttori paralleli, del tipo adottato per connettere le antenne ai trasmettitori o ai ricevitori. E' però vantaggioso fare uso di tratti di linee realizzate con tubi di rame o di alluminio, del tipo illustrato alla **figura 1**, che consentono una maggiore potenza di impiego, un Q più elevato, ed una stabilità notevolmente più elevata, grazie alla maggiore robustezza meccanica.

L'impiego di questi tipi di circuiti è oggi generalizzato nelle apparecchiature funzionanti in V.H.F. o in U.H.F., e ciò — ripetiamo — in quanto il rendimento e la stabilità ottenuti si sono rivelati alquanto più soddisfacenti che non con l'impiego di induttanze e capacità a caratteristiche concentrate.

I circuiti a linea come risuonatori in parallelo

Allorchè si opera con frequenze superiori a 50 MHz, le difficoltà che si presentano nella costruzione di circuiti accordati aventi un funzionamento adeguato, mediante l'impiego di bobine e di condensatori del tipo convenzionale, sono tali da rendere necessaria l'adozione di altri metodi. Questo è appunto uno dei casi in cui si ricorre ai circuiti a linea di trasmissione, sempre che la disponibilità di spazio internamente allo chassis, lo consenta.

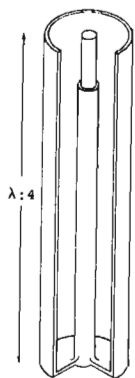



Fig. 1 - Linea risonante tubolare, con conduttore centrale (in sezione).

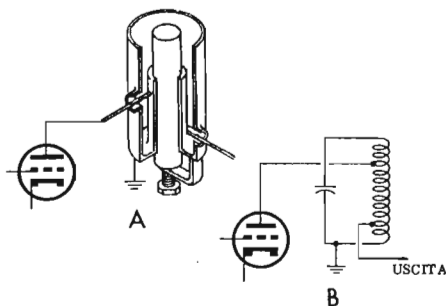



Fig. 2 - In A, impiego di un circuito a linea risonante come circuito accordato di uscita di uno stadio. In B, è rappresentato il circuito elettrico equivalente.

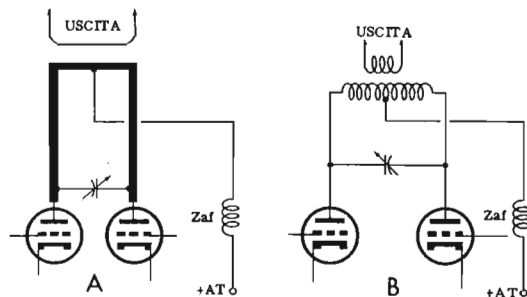



Fig. 3 - In A, impiego di una linea risonante a fili paralleli, come circuito accordato di uscita di uno stadio a «push - pull». In B, rappresentazione schematica del circuito equivalente.

Le linee risonanti in quarto d'onda con una estremità chiusa, e le linee a mezza onda ad estremità aperte, presentano le caratteristiche dei circuiti risonanti in parallelo. Entrambe — inoltre — denotano un Q elevato nel funzionamento con frequenze per le quali gli elementi a caratteristiche concentrate perdono la loro utilità.

In prossimità della frequenza di risonanza, la curva di impedenza dei due tipi di linea ora citati è del tutto simile a quella dei circuiti risonanti in parallelo costituiti da componenti L e C di tipo convenzionale. La differenza nel comportamento dei due tipi di circuiti (a linea o a componenti) si manifesta invece con le frequenze molto maggiori o minori di quella di risonanza, e ciò in quanto la reattanza di una linea di trasmissione dipende dal noto effetto di riflessione in seguito al quale si manifestano le onde stazionarie (il lettore ricorderà quanto detto in proposito alla lezione 122ª), e non dai valori induttivi e capacitivi.

Le linee risonanti possono essere usate come circuiti accordati sia negli stadi singoli che negli stadi a « push-pull », a seconda delle caratteristiche particolari della applicazione. Si dice che una linea di trasmissione, un circuito qualsiasi, o qualsiasi parte di un circuito è del tipo bilanciato, quando consta di due o più sezioni che funzionano con un potenziale eguale e simmetrico rispetto a massa, come accade appunto nei circuiti di ingresso e di uscita di uno stadio a « push-pull ». Per contro, in una linea o in un circuito del tipo non bilanciato, si ha una sola sezione che funziona con un potenziale inferiore o superiore a quello di massa.

In una linea di trasmissione impiegata correttamente, la superficie esterna del conduttore esterno non conduce corrente ad Alta Frequenza, per cui può essere connessa a massa. La superficie esterna del conduttore interno ha un potenziale superiore (in senso positivo) rispetto a massa, e presenta inoltre, rispetto a questa ultima, un'impedenza relativamente alta (vedi **figura 2-A**. La figura 2-**B** rappresenta il circuito semplificato di uno stadio convenzionale con uscita accordata su una determinata frequenza. Per questo motivo le linee coassiali del tipo non bilanciato, come quella illustrata, trovano applicazione negli stadi singoli in sostituzione dei circuiti impieganti componenti a caratteristiche concentrate.

Nelle linee di trasmissione a conduttori paralleli, del tipo illustrato alla **figura 3-A**, entrambi i conduttori sono percorsi da corrente, si trovano ad un potenziale superiore a quella di massa, e presentano rispetto a massa la medesima impedenza. Di conseguenza, la linea può essere considerata del tipo bilanciato, e si dimostra perciò adatta all'impiego nei circuiti accordati degli stadi funzionanti in controfase. La figura 3-**B** rappresenta un circuito equivalente.

In entrambi i tipi di circuiti, bilanciati e non bilanciati, in corrispondenza della frequenza di risonanza, la linea si comporta — nei confronti della sorgente di energia, ossia della valvola — come una resistenza pura di valore elevato; la linea immagazzina una certa quantità di energia, e, per mantenere tali condizioni, viene assorbita dalla sorgente una minima potenza.

Il circuito risonante a due conduttori viene generalmente usato nella gamma di frequenze compresa tra 50 e 300 MHz, per il fatto che il circuito accordato è — in tal caso — più facile da sintonizzare. Tuttavia, con una linea di trasmissione del tipo bifilare, possono verificarsi delle perdite per irradiazione, particolarmente in corrispondenza delle frequenze più elevate. Ciò diminuisce il valore effettivo del Q, ed il valore di impedenza corrispondente alla frequenza di risonanza, il che — a sua volta — va a danno del rendimento con l'aumentare della frequenza.

Dal momento che le linee coassiali sono auto-schermanti, le perdite per irradiazione sono estremamente ridotte, per cui la diminuzione del Q diventa trascurabile. In opposizione a questo vantaggio, sussiste però il fatto che la linea di trasmissione coassiale, a causa delle sue stesse caratteristiche costruttive, risulta di difficile regolazione agli effetti della messa a punto.

Le linee risonanti, nell'impiego come circuiti risonanti in parallelo, differiscono nel comportamento dai circuiti equivalenti realizzati con componenti a caratteristiche concentrate, per il diverso responso alle armoniche della frequenza di risonanza. Ad esempio, un segmento in quarto d'onda di una linea chiusa si comporta come un circuito risonante in parallelo nei confronti della frequenza di risonanza: tuttavia, nei confronti di una frequenza doppia (ossia della seconda armonica), esso si comporta come un circuito risonante in serie. La curva dell'impedenza illustrata alla **figura 4** dimostra che un tratto di linea di trasmissione presenta un'impedenza alternativamente massima o minima

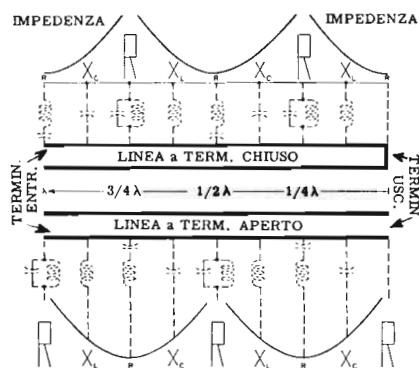



Fig. 4 - Variazione del comportamento di due tipi di linee, nei confronti della fondamentale e delle armoniche.

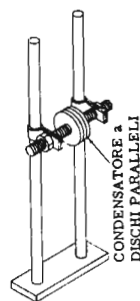



Fig. 5 - Capacità a dischi paralleli, connessa ad una linea a fili paralleli.

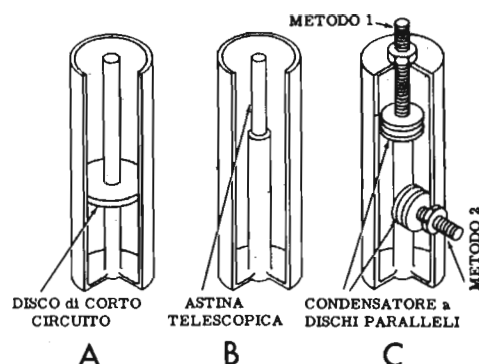



Fig. 6 - In A, la sintonia viene effettuata spostando il disco di cortocircuito, che varia la lunghezza della linea; in B, variando la lunghezza del conduttore centrale. In C, due metodi per effettuare l'accordo con capacità a dischi paralleli.

nei confronti di ciascuna armonica della frequenza fondamentale di risonanza.

In realtà, la curva non rispecchia esattamente il comportamento che si verifica a causa del cosiddetto *effetto di chiusura*. Tale effetto fa sì che il lato aperto di un segmento di linea risonante, funzionante su una frequenza armonica, si comporti come se la lunghezza fisica dei conduttori aumentasse di una frazione della lunghezza d'onda. In conseguenza di ciò, la linea non risuona esattamente in corrispondenza della seconda armonica, bensì su di un valore leggermente superiore.

Se si usa un componente reattivo a caratteristica concentrata in parallelo alla linea, per effettuare la messa a punto, l'effetto di chiusura aumenta. Quando si deve sintonizzare un circuito o una linea, si ricorre spesso all'impiego di una capacità variabile del tipo illustrato alla **figura** 5, per evitare di variare la lunghezza fisica effettiva della linea. La presenza di tale capacità, tuttavia, diminuisce la lunghezza effettiva del tratto risonante, diminuendo di conseguenza l'ingombro del circuito accordato. Si ha però l'inconveniente che l'applicazione di una capacità a valore concentrato altera il responso del dispositivo alle frequenze armoniche.

Per accordare i circuiti a linea risonante possono essere impiegati altri metodi, come — ad esempio — quelli illustrati in **A**, **B** e **C** della **figura 6**.

Le linee bifilari devono avere una distanza tra i due conduttori non superiore ad un decimo della lunghezza d'onda della frequenza di risonanza, poichè — in caso contrario — le perdite per irradiazione possono diventare eccessive. Anche la distanza troppo ridotta tra due conduttori di notevole diametro introduce delle perdite, dovute alle correnti parassite, e, se la potenza in gioco è notevole, si aggiunge il pericolo dell'innesco di un arco per scarica elettrica. Per questo motivo, la distanza minima deve essere pari ad almeno il doppio del diametro dei conduttori.

Se la sintonia viene effettuata spostando un cavallotto di cortocircuito, come illustrato alla **figura 7**, detto cavallotto deve presentare nei confronti dei due conduttori la minima resistenza di contatto, in quanto qualsiasi valore resistivo apprezzabile ridurrebbe di molto il fattore di merito (Q) del circuito. Se si usa invece una capacità in parallelo, esso deve presentare la minima induttanza distribuita, e le minime perdite possibili. Il metodo più semplice per mantenere il valore di Q più alto possibile, consiste nel fissare le armature direttamente ai conduttori della linea, come visibile appunto alla figura 5: ciò evita la necessità di introdurre un dielettrico solido nel campo elettrico presente tra dette armature.

La linea coassiale può essere sintonizzata spostando un disco di cortocircuito, come in A di figura 6, oppure variando la lunghezza del conduttore centrale, costituito da due parti di cui una scorrevole a telescopio, come in B della medesima figura. Un terzo metodo consiste nell'impiegare un condensatore a valore concentrato, come indicato alla figura 6-C. Esso può essere connesso all'estremità aperta della linea, ciò che consente il massimo effetto di accordo per unità di capacità, oppure in un punto intermedio della linea, col vantaggio di una minore riduzione del fattore di merito del circuito. Se si usa il metodo del disco di cortocircuito, questo deve aderire perfettamente alla superficie interna del conduttore esterno, ossia deve presentare la minima resistenza di contatto.

Accoppiamenti con linee risonanti — Se la linea risuona per tutta la sua lunghezza, sia l'ingresso che la uscita possono essere applicati in corrispondenza di qualsiasi valore di impedenza lungo la linea stessa. A ciò si ricorre frequentemente per effettuare l'adattamento di impedenza, esattamente come accade nelle bobine convenzionali con prese intermedie. Indipendentemente dalle posizioni dei punti di collegamento di entrata e di uscita, il circuito accordato è di tipo resistivo.

Nei casi in cui occorre un accoppiamento induttivo con un circuito a linea bifilare, si usa una spira del tipo a « *forcina* ». Dal momento che il campo a radiofrequenza che sussiste intorno al circuito risonante a linea bifilare non è delimitato, la spira a forcina può essere installata alla distanza necessaria per ottenere il grado di accoppiamento più opportuno.

L'accoppiamento induttivo con un circuito a linea coassiale è invece meccanicamente più complesso, poichè il campo esistente è confinato quasi interamente all'interno del conduttore esterno. In tal caso si introduce una piccola spira attraverso un foro nel conduttore cilindrico esterno: spesso, in tal caso, si prevede la possibilità di far ruotare detta spira per consentire la regolazione del grado di accoppiamento. Infatti, allorchè essa si trova ad angolo retto rispetto al campo, si ha il massimo grado di accoppiamento; viceversa, quan-

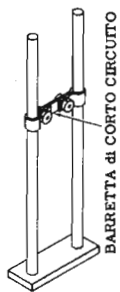



Fig. 7 - Sintonia mediante spostamento di un cavallotto di cortocircuito spostabile lungo la linea.

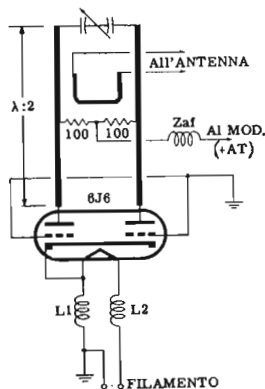



Fig. 8 - Circuito amplificatore a « push -pull » impiegante una linea risonante a mezza onda, adatto al funzionamento su frequenze fino a 400 MHz. L'impedenza della linea risonante è elevata alle estremità e bassa al centro. Lo accoppiamento alla antenna è ottenuto per induzione con una spira.

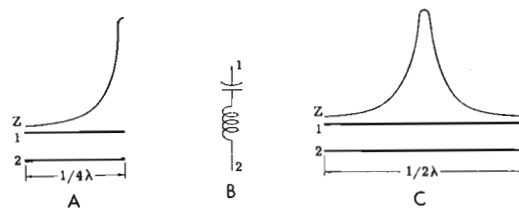



Fig. 9 - In A, responso di una linea risonante aperta in quarto d'onda. In B, circuito equivalente, ed in C responso di una linea risonante chiusa a mezza onda. Come si nota, in A l'impedenza è massima ad una estremità, ed in C è massima al centro.

do il piano della spira è parallelo al suddetto campo, l'accoppiamento è minimo, e sarebbe pari a zero (ossia nullo) se non esistesse un certo grado di accoppiamento a causa della inevitabile capacità tra la spira ed il conduttore interno. Per minimizzare le perdite, i due terminali della spira di accoppiamento vengono spesso portati all'esterno sotto forma di cavi coassiali flessibili.

Le impedenze nei circuiti a valvola — Le caratteristiche di funzionamento delle valvole termoioniche sono tali che, spesso, sono necessari alti valori di impedenza nei circuiti di griglia, di placca o di catodo, sia per la amplificazione che per la produzione di oscillazioni.

I circuiti a linea risonante sono di frequente impiego — a tale riguardo — nelle apparecchiature funzionanti su frequenze comprese tra 30 e 1.000 MHz, per il fatto già detto, che è più facile ottenere elevati valori di Q che non con l'impiego di componenti a caratteristiche concentrate.

La **figura 8** illustra un tipo di circuito « push-pull » a bassa potenza, nel quale viene impiegato un circuito a linea risonante a mezza onda. Si tratta di una combinazione di uno stadio oscillatore ed amplificatore adatto al funzionamento con frequenze dell'ordine di 400 MHz. Il circuito a linea risonante a mezza onda, usato come impedenza di carico di placca, presenta un'elevata impedenza alle estremità, ed una bassa impedenza nel centro effettivo (vedi figura 4).

La tensione anodica che alimenta la valvola viene applicata al punto intermedio a bassa impedenza, attraverso due resistenze da 100 ohm, che hanno il compito di contribuire a smorzare le oscillazioni parassite. Le placche della valvola sono invece connesse ad un punto corrispondente ad un valore di impedenza volutamente alto, al terminale di ingresso della linea. Questa è sintonizzata sulla frequenza esatta di risonanza mediante condensatori connessi ai terminali di uscita. Per accoppiare l'antenna alla linea risonante, si ricorre ad una spira a forcina.

La stabilità ed il rendimento dell'amplificatore dipendono largamente dal fattore di merito del circuito accordato. Adottando in quest'ultimo un tratto di linea risonante, il Q aumenta da 2 a 5 volte rispetto al valore che si potrebbe ottenere adottando invece un circuito accordato costituito da un'induttanza e da condensatori di tipo convenzionale, funzionanti sulla medesima gamma di frequenze, e col medesimo circuito.

Sebbene il circuito illustrato sia del tipo bilanciato, è possibile ottenere il medesimo fattore di merito, la medesima stabilità e lo stesso rendimento, mediante un amplificatore a valvola singola nel quale il circuito accordato sia costituito da un tratto di linea coassiale risonante, non bilanciata.

Il circuiti a linea come risuonatori in serie

I circuiti a linea risonante aperta in quarto d'onda, ed i circuiti a linea risonante chiusa a mezza onda, si comportano come circuiti risonanti in serie nei confronti della frequenza di risonanza. La sezione **A** della **figura 9** illustra il primo tipo, la sezione **B** illustra il circuito equivalente costituito da componenti convenzionali, e la sezione **C** illustra il secondo tipo. L'impedenza di ingresso, « vista » dalla sorgente di energia applicata ai terminali 1 e 2, è di valore basso alla frequenza di risonanza, ed è sempre costituita da resistenza ohmica pura. Il valore di Q sarebbe infinito, e l'impedenza di ingresso sarebbe pari a zero, se non si verificassero le inevitabili perdite nel circuito a linea risonante.

Con linee a basse perdite, si ottiene un fattore di merito elevato, per cui l'impedenza di ingresso si approssima a zero. Nei confronti della sorgente di energia, la linea si comporta — in pratica — come un cortocircuito.

L'effetto di risonanza in serie è il medesimo, sia nelle linee bifilari che in quelle coassiali. Entrambe differiscono dalle linee risonanti in parallelo soltanto per il fatto che il tipo in quarto d'onda è aperto, mentre il tipo a mezza onda è chiuso ad una estremità. Per contro, le considerazioni relative al fattore di merito, ai sistemi di sintonizzazione, alle dimensioni, ai metodi di accoppiamento, ecc., sono le medesime elencate nei confronti delle linee risonanti in parallelo.

Applicazioni pratiche — L'impiego di questi tipi di circuiti a linea è frequente nei casi in cui si desidera applicare segnali a banda stretta ai capi di un'impedenza costituita da un valore basso di resistenza pura. Una delle applicazioni più comuni è come filtro passa-banda, usato sia da solo nelle linee di trasmissione per sopprimere le armoniche pari, sia in unione con filtri di altro tipo per la soppressione di tutte le frequenze armoniche. Alla **figura 10** è illustrato il modo mediante il

Fig. 10 - Eliminazione delle armoniche pari mediante inserimento, lungo la linea di trasmissione, di una linea risonante aperta in quarto d'onda.

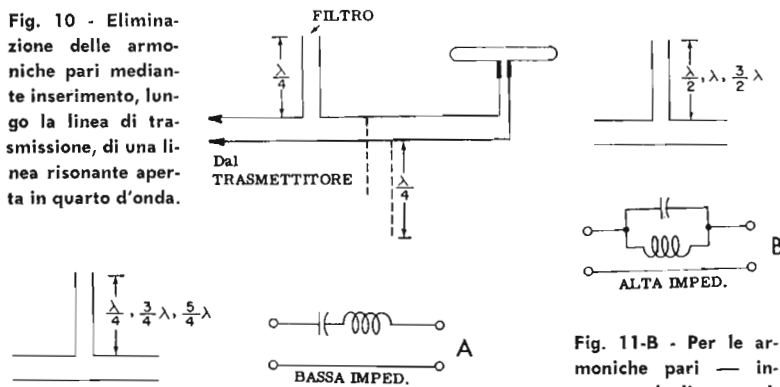



Fig. 11-A - Per le armoniche dispari e la fondamentale, una linea multipla di λ : 4 si comporta esattamente come un circuito risonante in serie.

Fig. 11-B - Per le armoniche pari — invece — la linea, multipla di λ : 2, agisce come un circuito risonante in parallelo.

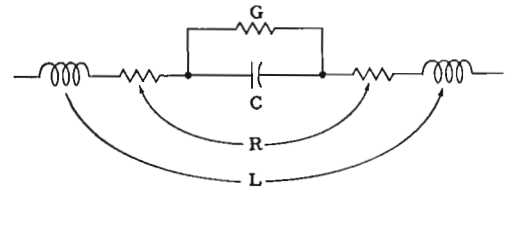



Fig. 12 - Circuito equivalente di un comune condensatore, nei confronti di segnali V.H.F. o U.H.F. C è la capacità vera e propria, G la resistenza interna (di dispersione); L ed R sono rispettivamente l'induttanza e la resistenza ohmica dei terminali e delle stesse armature (elettrodi).

quale le armoniche pari vengono praticamente eliminate dalla linea di trasmissione dell'antenna con l'inserimento di un circuito a linea risonante in quarto d'onda, aperto, in un lato della linea principale. Questa sezione in quarto d'onda, come si nota osservando la **figura 11**, presenta una bassa impedenza, e non impedisce il passaggio del segnale alla frequenza fondamentale (**A**). In corrispondenza della seconda armonica — tuttavia — la lunghezza d'onda diventa la metà, per cui la medesima sezione di linea diventa una linea a mezza onda aperta, che si comporta quindi come un circuito risonante in parallelo (**B**). In tal modo, nei confronti della sola seconda armonica, viene a trovarsi — in serie alla linea principale — un'impedenza infinita che ne evita il passaggio.

In corrispondenza della quarta armonica, il dispositivo diventa una sezione a lunghezza d'onda intera, ed in corrispondenza di qualsiasi armonica di ordine pari si ha sempre un multiplo della semilunghezza d'onda; si ha perciò un comportamento analogo a quello della sezione a mezza onda, che blocca le frequenze indesiderate.

Nei confronti delle armoniche dispari, la medesima sezione di linea risonante diventa un multiplo della sezione base in quarto d'onda, ed offre un basso valore di impedenza che ne permette il passaggio. Se si desidera eliminare anche queste, occorre ricorrere ad un altro metodo, in quanto qualsiasi tentativo di usare un circuito a linea risonante per questo scopo provoca perdite eccessive nei confronti della frequenza fondamentale. Fortunatamente, la terza armonica, che è in genere la più fastidiosa, può essere eliminata nel circuito accordato a linea risonante dell'amplificatore finale, mediante l'applicazione di un carico capacitivo, oppure praticando sul circuito accordato stesso delle prese intermedie.

ELEMENTI a CARATTERISTICHE CONCENTRATE

Abbiamo già detto che questi elementi vengono così definiti in quanto la loro caratteristica (ossia il valore resistivo, induttivo o capacitivo) è confinato nello ingombro del componente stesso, ed è misurabile tra i suoi terminali, ed abbiamo visto che, nei confronti delle frequenze comprese tra 30 e 1.000 MHz, l'impiego dei componenti di questo tipo trova una limitazione tanto maggiore quanto maggiore è la frequenza stessa. Sappiamo infatti che i terminali di una resistenza, di un condensatore o di una bobina, hanno una loro induttanza, il cui valore dipende dalla lunghezza: se detta induttanza è trascurabile nel funzionamento con frequenze fino al valore di 30 MHz, essa assume, per contro, un'importanza sempre maggiore mano a mano che detta frequenza aumenta. Si può infatti raggiungere un valore tale per cui, in determinati casi, essi non possono più rendersi utili. Ci riferiamo ad esempio al caso in cui un'induttanza di un circuito accordato è costituita da un circuito a linea del tipo descritto precedentemente. Supponiamo che un'induttanza debba essere costituita da una sola frazione di spira: in tal caso, i terminali necessari per il collegamento al condensatore variabile di accordo ed agli elettrodi della valvola, per quanto brevi, possono introdurre un valore induttivo superiore persino a quello dell'induttanza stessa. Questo è appunto uno dei casi in cui si rivelano gli svantaggi dei componenti a caratteristiche concentrate.

In tutte quelle applicazioni in cui tali svantaggi non si ripercuotono sulle caratteristiche di funzionamento del dispositivo, i componenti in oggetto hanno però il vantaggio di un ingombro relativamente limitato, di una facile installazione, e di una discreta sicurezza di funzionamento unita ad una certa stabilità. Essi, inoltre, sono normalmente disponibili in commercio: in ciò prevalgono eminentemente nei confronti dei componenti a caratteristica distribuita, che — al contrario — devono (nella maggior parte dei casi) essere progettati e costruiti « su misura », a seconda delle caratteristiche costruttive del dispositivo da realizzare.

Nei vari fattori di cui si tiene conto agli effetti della scelta del tipo di componente da adottare in un dispositivo funzionante con frequenze molto elevate (come brevemente accennato alla lezione precedente), sono di particolare importanza le perdite per irradiazione. Tali perdite sono generalmente trascurabili finchè le dimensioni del componente (ci riferiamo alla sua lunghezza compresi i terminali, o a qualsiasi altra dimensione fisica, come la larghezza, l'ingombro diagonale o altro), non supera 1/10 della lunghezza d'onda del segnale. Tuttavia, con l'aumentare della frequenza, si arriva ad un punto in cui è impossibile ridurre le dimensioni ulteriormente, per cui tali perdite aumentano proporzionalmente. Anche l'aggiunta di schermi metallici

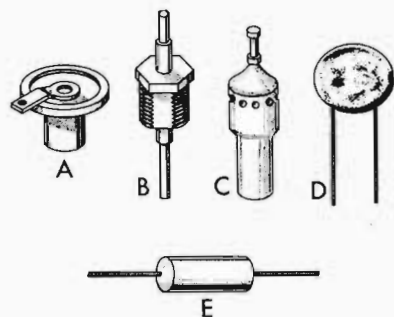



Fig. 13 - Aspetto di alcuni tipi di condensatori adatti per frequenze elevate. Come si nota, i terminali sono piuttosto corti, e nei tipi D ed E possono essere tagliati alla lunghezza opportuna.

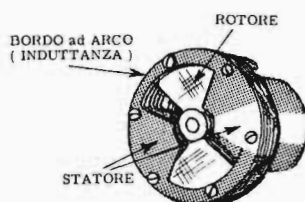



Fig. 14 - Condensatore variabile a « farfalla ». Il rotore varia la capacità tra i due settori dello statore. I due bordi ad arco costituiscono una vera e propria induttanza.

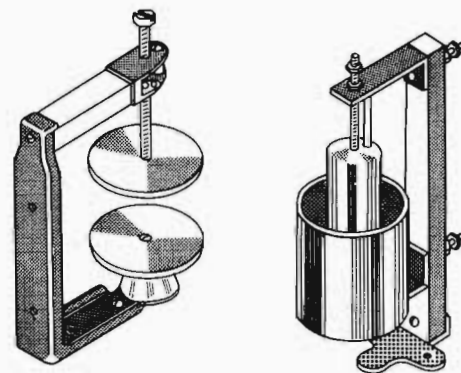



Fig. 15 - Esempi di variabili per V.H.F. ed U.H.F.

che bloccano l'irradiazione, se da un lato può evitare accoppiamenti indesiderati tra i diversi componenti o tra i relativi circuiti, dall'altro non impedisce l'irradiazione stessa: gli schermi infatti si limitano ad intercettare i campi irradiati ,e a convogliarli a massa trasformandoli in parte in calore.

Non si può stabilire con esattezza una frequenza limite che determini la necessità di impiego dei componenti a caratteristica distribuita, escludendo la possibilità di impiego di quelli a caratteristica concentrata. Tuttavia, in linea di massima, si può affermare che fino ad un massimo di 500 MHz, essi possono venire usati indifferentemente: resta però stabilito che, ove lo spazio disponibile lo consenta, e le esigenze di funzionamento lo richiedano, sono preferibili i componenti a caratteristiche distribuite.

Per comprendere nel modo migliore le prerogative che i componenti convenzionali devono avere per poter essere adatti all'impiego nelle gamme di frequenze molto elevate, è opportuno esaminarli succintamente e separatamente.

I condensatori

Sappiamo già che, specie per frequenze elevate, la capacità pura non può esistere, in quanto qualsiasi condensatore ha un determinato valore di induttanza in serie, dovuto agli stessi elettrodi che lo costituiscono, ed ai terminali di collegamento. La **figura 12** rappresenta il circuito equivalente di un semplice condensatore convenzionale, nel quale C rappresenta la capacità vera e propria, G la resistenza interna (anche se di migliaia di Mohm, essa è sempre presente), R la resistenza ohmica dei terminali e delle armature, ed L l'induttanza in serie. E' dunque evidente che, affinchè un condensatore possa essere usato nelle apparecchiature di cui ci occupiamo, i valori di R ed L devono essere i più bassi possibile, e quello di G il più alto possibile.

Condensatori fissi — La **figura 13** illustra alcuni tipi di condensatori fissi, adatti al funzionamento nei circuiti di accoppiamento, di disaccoppiamento e di sintonia nelle gamme di frequenze V.H.F. ed U.H.F. Si nota un condensatore ceramico del tipo a bottone (**A**), un compensatore regolabile ad aria, (**B**), un altro tipo detto a cursore, in quanto l'alberello centrale è mobile per variare la capacità (**C**), un condensatore ceramico a pastiglia, con terminali radiali (**D**), ed infine un condensatore cilindrico convenzionale, a dielettrico in ceramica (**E**).

E' importante considerare che un condensatore non si comporta più come tale nei confronti di frequenze superiori alla sua frequenza di risonanza: di conseguenza, si cerca di tenere detta frequenza al valore più alto possibile, tenendo minime le dimensioni, minima la lunghezza dei terminali, massimo l'isolamento, e ricorrendo all'impiego di speciali sostanze come dielettrico.

Condensatori variabili — I condensatori variabili di aspetto convenzionale, come quelli che il lettore ha avuto fino ad ora occasione di conoscere, trovano scarso impiego nel campo delle V.H.F., e sono completamente esclusi nei confronti delle U.H.F. I tipi di impiego comune in queste gamme di frequenze, beninteso nei casi in cui i circuiti accordati non siano costituiti da circuiti a linea del tipo precedentemente descritto, possono essere del tipo detto a farfalla, (vedi **figura 14**). Il circuito esterno viene connesso direttamente ai due settori dello statore. Diversamente da quanto accade nei variabili già noti al lettore, il compito del rotore, che non è connesso direttamente al circuito accordato, consiste semplicemente nel variare la capacità che esiste tra detti settori. In tal modo si evita innanzitutto la necessità di un contatto strisciante, o di una spirale che consenta il contatto diretto col rotore; in secondo luogo, il rotore, che fa parte del circuito solo indirettamente, può essere connesso a massa o meno, a seconda delle esigenze. Il bordo esterno della corona circolare che unisce le due sezioni dello statore, agisce da induttanza, di valore ovviamente corrispondente alla frequenza in gioco. Si può quindi dire che il solo condensatore variabile costituisce di per se stesso l'intero circuito accordato.

La **figura 15** illustra altri due tipi di condensatori variabili, adatti all'impiego nei circuiti di apparecchi funzionanti in V.H.F. o in U.H.F. Ovviamente, in tutti i casi considerati, la capacità massima non è che di qualche picofarad, e la capacità residua deve essere di una piccola frazione di un picofarad.

Le induttanze

Come abbiamo appreso a suo tempo nello studio della capacità. e dell'induttanza come grandezze elettriche,

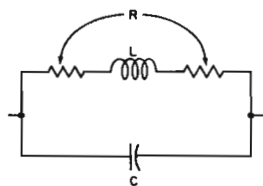



Fig. 16 - Circuito equivalente di una induttanza nei confronti di frequenze elevate. L è l'induttanza vera e propria, R la resistenza ohmica (in serie), e C la capacità distribuita tra le spire.

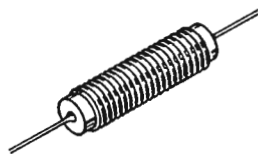



Fig. 17 - Tipo di impedenza per A.F. autorisonante. E' avvolta su di un supporto in ceramica, ed il valore C necessario per la risonanza è dato dalla capacità distribuita.

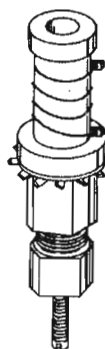



Fig. 18 - Bobina ad induttanza regolabile variando la lunghezza del supporto.

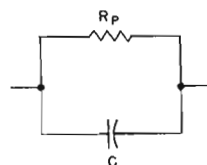



Fig. 19 - Circuito equivalente di una resistenza, nei confronti di frequenze elevate. C rappresenta la capacità tra i terminali, interna ed esterna alla resistenza stessa. I terminali, inoltre, presentano una certa induttanza.

tra due punti qualsiasi, tra i quali esista una differenza di potenziale, sussiste una determinata capacità. Se consideriamo due punti opposti l'uno all'altro su due spire adiacenti di una bobina, possiamo affermare che la differenza di potenziale che tra essi sussiste (a causa della caduta di tensione data sia dalla resistenza ohmica che dalla reattanza), determina a sua volta una capacità. Tutti i valori di capacità, presenti per questo motivo in qualsiasi bobina, costituiscono la *capacità distribuita*, il cui valore è normalmente così piccolo rispetto a quello della capacità di accordo, da poter essere trascurato. Però, nel funzionamento con frequenze particolarmente elevate, l'effetto che ne deriva non può più essere ignorato.

Nelle induttanze impiegate nei circuiti funzionanti in V.H.F. o in U.H.F., le perdite dovute alla capacità distribuita devono essere ridotte ad un valore minimo. La stessa induttanza — inoltre — deve essere realizzata in dimensioni notevolmente piccole per poter risuonare con le piccole capacità usate in tali circuiti, e per mantenere il rapporto *LC* adeguato ad una data applicazione.

Un'unica spira può — in certi casi — avere un valore induttivo sufficiente; tuttavia, si ha un notevole coefficiente di perdita se la lunghezza di quell'unica spira si approssima alla lunghezza d'onda della frequenza di funzionamento. Allorchè ciò si verifica, l'induttanza si comporta come un'antenna, ed irradia una parte dell'energia in essa presente, provocando una diminuzione del fattore di merito *Q*, ed una perdita di potenza.

Questi fattori, spesso in contrasto tra loro, rendono il progetto di tali induttanze più difficile che non quello delle capacità a valore concentrato, precedentemente citate. E' però opportuno ricordare ancora che, per frequenze superiori a 400-500 MHz, le induttanze a valore concentrato sono di scarsa utilità, ed i circuiti risonanti sono generalmente del tipo a caratteristiche distribuite: in tal modo infatti, vengono in parte evitati gli inconvenienti precedentemente citati, ed illustrati — per maggior chiarezza — alla **figura 16**.

La **figura 17** illustra un tipo di bobina, impiegata come impedenza ad Alta Frequenza nei circuiti V.H.F., del tipo cosiddetto autorisonante, in quanto sfrutta la capacità distribuita tra le spire per creare la costante di tempo *LC* che determina appunto la frequenza di risonanza. Il *Q* ha un valore medio, e la frequenza di risonanza corrisponde all'incirca al centro della banda cui la bobina è destinata ad impedire il passaggio.

La **figura 18** illustra un altro tipo di bobina di frequente impiego per frequenze inferiori a 500 MHz. Si tratta di un avvolgimento singolo a solenoide, la cui lunghezza può essere variata agendo sulla vite visibile inferiormente, la cui rotazione sposta il supporto isolante centrale. In tal modo le spire si avvicinano o si allontanano, a seconda del senso di rotazione della vite, consentendo la messa a punto sul valore di induttanza desiderato.

Un altro tipo di impiego comunemente limitato a frequenze inferiori a 200 MHz, è la bobina in aria a spire rigide, del tipo già noto al lettore (vedi pagina 226, figura 1).

Le resistenze

Le conseguenze dell'aumento della frequenza sul funzionamento di alcuni tipi di resistenze sono tali che alcune di esse non possono essere impiegate nei circuiti funzionanti con frequenze di 30 MHz ed oltre. Ad esempio, le resistenze a filo, spesso usate nei circuiti funzionanti con frequenze inferiori, sono in questo campo assolutamente da scartare a causa della inevitabile induttanza del conduttore che le costituisce. Gli unici tipi di comune impiego sono perciò le resistenze chimiche. Esse non hanno — in linea di massima — alcun valore induttivo (se si trascura quello dei terminali, che possono essere tagliati alla lunghezza più opportuna), ma denotano tuttavia una certa capacità parassita, come illustrato alla **figura 19**. Detta capacità è presente tra i due terminali, sia internamente che esternamente al corpo della resistenza.

Una teoria generalmente accettata suggerisce che, in corrispondenza delle frequenze molto alte, una resistenza chimica si comporta come una linea di trasmissione chiusa ad una estremità, avente una lunghezza pari alla metà di quella della resistenza stessa. Le misure compiute in laboratorio sulle resistenze di produzione commerciale hanno dato risultati perfettamente conformi a questa teoria, per frequenze molto elevate. Oltre tale valore, le caratteristiche di funzionamento cominciano a differire da quelle ora citate, a causa delle perdite nel dielettrico che costituisce il materiale di supporto della resistenza propriamente detta. Queste perdite compor-

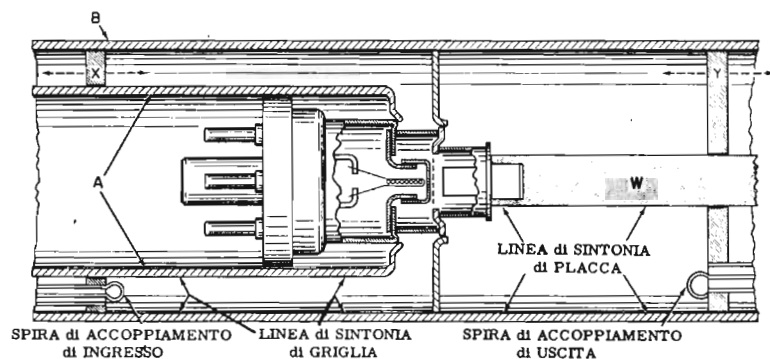



Fig. 20 - Sezione trasversale di una valvola (triodo), adatta al funzionamento con frequenze elevatissime (superiori anche a 1.000 MHz). A e B costituiscono la linea accordata di ingresso (griglia), sintonizzabile mediante spostamento dell'anello di cortocircuito X. W e B costituiscono invece il circuito sintonizzato di placca, accordabile mediante spostamento dei disco Y.

tano una diminuzione dell'impedenza effettiva nei confronti della radiofrequenza, tale che — ad esempio — una resistenza da 10.000 ohm (alla corrente continua) può assumere un valore compreso tra 6.700 e 9.100 con una frequenza di 60 MHz, a seconda delle caratteristiche dimensionali e della natura del supporto isolante.

Per questo motivo, nei casi in cui ai capi della resistenza debba essere presente un segnale a frequenza elevata, per evitare l'inconveniente dovuto alla capacità distribuita della resistenza, si adottano tipi di una certa lunghezza, con terminali assiali, senza cioè i contatti con lo strato di carbonio praticati mediante le due spire applicate alle estremità del corpo isolante.

Le valvole

I fattori di maggiore importanza di cui occorre tener conto nella scelta delle valvole adatte all'impiego nei circuiti funzionanti su frequenze molto elevate, sono le dimensioni fisiche degli elettrodi interni, le capacità interelettrodiche, la lunghezza delle connessioni interne tra detti elettrodi ed i piedini di contatto, e la capacità distribuita tra i piedini stessi e tra le connessioni.

Ovviamente, tali caratteristiche hanno effetti trascurabili nei confronti delle frequenze inferiori a 30 MHz. Per contro, oltre questo valore, la loro importanza aumenta proporzionalmente, fino a raggiungere un punto tale per cui le comuni valvole non sono più adatte allo impiego.

Non ci dilungheremo sui tipi di valvole comuni, in quanto — generalmente — sui bollettini informativi forniti dal costruttore, figura anche la massima frequenza per la quale ciascuna di esse risulta adatta. D'altra parte, anche i tipi più moderni non differiscono di molto da quelle normalmente impiegate per i circuiti di cui ci siamo occupati nelle precedenti occasioni. Ci riferiremo invece — sia pure brevemente — a quelle valvole la cui struttura è notevolmente diversa da quella delle valvole normali, e ciò in quanto sono state progettate espressamente per il funzionamento con le frequenze più alte delle gamme in oggetto.

Affinchè la valvola sia adatta per funzionare con frequenze superiori a 50 MHz, è necessario che il tempo di transito, impiegato dagli elettroni per trasferirsi dal catodo alla placca, sia il più possibile ridotto. Ciò è attuabile soltanto se la distanza tra tali elettrodi è minima, ma, in tal caso, è massima la capacità interelettrodica. Per ovviare a questo inconveniente, si adottano valvole speciali aventi elettrodi molto prossimi gli uni agli altri e, contemporaneamente, di minime dimensioni.

Ovviamente, ciò è possibile soltanto quando sia le tensioni che le correnti in gioco sono limitate. Nei casi in cui occorra sviluppare una certa potenza, è necessario adottare altri tipi di valvole, le cui caratteristiche siano tali da consentire una forte differenza di potenziale tra gli elettrodi, unitamente ad una corrente di intensità notevole.

La **figura 20** illustra la sezione trasversale di un triodo amplificatore di potenza adatto all'impiego in un circuito a separazione di griglia, impiegante tratti di linea coassiale costituita con tubi metallici, come circuito sintonizzato di placca e di griglia. L'alto fattore di merito e l'eccellente schermatura, sia del circuito di ingresso che di quello di uscita, consentono il funzionamento di questo tipo di valvola anche su frequenze superiori a 1.000 MHz. Le valvole di questo tipo sono, ad esempio, la *2C40*, la *2C43*, e la *446A*. Il circuito sintonizzato di griglia è un tratto di linea coassiale in quarto d'onda formato da due tubi metallici concentrici contrassegnati *A* e *B* nella figura. Il segnale di ingresso è accoppiato attraverso una spira, che può essere ruotata per variare il grado dell'accoppiamento stesso. La linea è sintonizzabile fino alla frequenza di risonanza, semplicemente spostando l'anello di cortocircuito contrassegnato X verso l'interno o verso l'esterno come indicato dalle frecce tratteggiate. La tensione del segnale di ingresso si sviluppa tra la griglia ed il catodo, ed il segnale amplificato si manifesta ai capi del circuito accordato di placca, costituito dalla linea coassiale in quarto d'onda, formata a sua volta dalla superficie esterna del tubo indicato con *W*, e dalla superficie interna del tubo esterno, indicato con *B*. L'energia del segnale di uscita viene prelevata tramite l'accoppiamento induttivo consentito dalla presenza di una spira di uscita. Il circuito accordato di uscita viene sintonizzato muovendo in avanti o indietro, come indicato dalle frecce, il disco di sintonia contrassegnato Y. L'unico accoppiamento tra il circuito di placca e quello di griglia si verifica attraverso la capacità esistente tra la placca ed il catodo, la quale è molto piccola a causa dell'effetto di schermatura da parte della griglia stessa. Come risultato, non è necessario applicare alcun sistema di neutralizzazione, ed il funzionamento risulta perfettamente stabile.

DOMANDE sulle LEZIONI 145ª e 146ª

N. 1 —
Cosa si intende nel campo delle V.H.F. ed U.H.F. per amplificatore a larga banda?
N. 2 —
Quale relazione sussiste tra la larghezza di banda di un amplificatore ed il suo guadagno?
N. 3 —
Cosa si intende per fattore rumore?
N. 4 —
Quale relazione sussiste tra il fattore rumore di un amplificatore e la larghezza di banda?
N. 5 —
Come può essere definito il fattore di merito di uno stadio amplificatore?
N. 6 —
Tenendo costante l'ampiezza del segnale di ingresso, come varia l'uscita se si aumenta notevolmente la frequenza del segnale amplificato, nel campo delle V.H.F. e delle U.H.F.?
N. 7 —
Quale relazione sussiste, in una valvola, tra la frequenza del segnale, le dimensioni fisiche della valvola, stessa, e la capacità interelettrodica?
N. 8 —
Cosa si intende per « componenti a caratteristica concentrata »? In cosa essi si distinguono da quelli a « caratteristica distribuita »?
N. 9 —
Per quale motivo, nel funzionamento con frequenze molto elevate (ossia superiori a 500 MHz), si preferisce l'impiego dei circuiti a linea risonante, in luogo dei circuiti accordati convenzionali?
N. 10 —
In cosa consiste un condensatore variabile a farfalla? In cosa si distingue da un condensatore variabile normale?
N. 11 —
Quale relazione sussiste tra la capacità distribuita di una bobina e la frequenza di funzionamento?
N. 12 —
Per quale motivo non è possibile l'impiego di resistenze a filo nei circuiti percorsi da segnali ad Alta Frequenza nel campo delle V.H.F. ed U.H.F.?
N. 13 —
Quanti metodi esistono per variare la frequenza di risonanza in un circuito accordato a linea del tipo coassiale?
N. 14 —
Per quale motivo, negli stadi di amplificazione funzionanti con frequenze molto alte, è vantaggioso connettere a massa la griglia?
N. 15 —
In cosa consiste uno stadio amplificatore del tipo detto « cascode »?
N. 16 —
Quali sono le caratteristiche che caratterizzano il triodo nei circuiti di amplificazione a radiofrequenza?

RISPOSTE alle DOMANDE di p. 1145

N. 1 — La potenza del trasmettitore, il tipo di antenna adottato, le condizioni atmosferiche e ionosferiche, e la conformazione geografica della zona in cui è installato il trasmettitore.
N. 2 — Si: nonostante la polarizzazione verticale, si ha irradiazione anche in tutte le direzioni orizzontali.
N. 3 — Subiscono una notevole attenuazione che aumenta con l'aumentare della frequenza: oltre un certo limite, esse sono inutili agli effetti pratici, per cui le comunicazioni si basano sulle sole onde dirette.
N. 4 — La linea di orizzonte radio è quella immaginaria che si ottiene supponendo che il diametro del globo terrestre sia pari a 1,33 volte quello effettivo.
N. 5 — Soltanto quando l'antenna ricevente è rivolta verso un ostacolo di dimensioni sufficienti per intercettare le onde in arrivo. In tal caso la ricezione avviene egualmente grazie alla retro-riflessione da parte dell'ostacolo stesso verso l'antenna ricevente.
N. 6 — Lo sfruttamento dei fenomeni di diffrazione e di dispersione per le comunicazioni a lunga distanza, oltre l'orizzonte.
N. 7 — L'indice di rifrazione è il rapporto tra la velocità di propagazione di un determinato segnale in quel mezzo, e la velocità nel vuoto.
N. 8 — Un'antenna ad irradiazione trasversale consta di due o più elementi in parallelo, distanziati di una metà della lunghezza d'onda, e alimentati in fase.
N. 9 — Un'antenna con irradiazione alle estremità consta di due o più elementi come nel caso precedente, ma alimentati in opposizione di fase (con sfasamento di 180 gradi).
N. 10 — La presenza di elementi paralleli all'elemento attivo, che prendono parte solo passivamente al funzionamento dell'antenna, in quanto non sono in contatto diretto col trasmettitore o col ricevitore.
N. 11 — L'elemento riflettore è più lungo dell'elemento irradiante, mentre l'elemento direttore è più corto. La differenza non supera — in genere — il 5%.
N. 12 — Un'antenna « Yagi » consta di un elemento irradiante, di un elemento riflettore dietro ad esso, e di più elementi direttori dal lato opposto. Questi ultimi hanno una lunghezza progressivamente minore, mano a mano che si allontanano dall'elemento attivo.
N. 13 — L'aumento del diametro del conduttore comporta un aumento di ampiezza della gamma di frequenze entro la quale il funzionamento dell'antenna è pressochè lineare.
N. 14 — Deve essere pari a diverse volte la lunghezza d'onda del segnale trasmesso o ricevuto.
N. 15 — La necessità di una potenza minore (in quanto tutta l'energia irradiata viene concentrata in una unica direzione), e la maggiore portata.
N. 16 — Sporadicamente, quando le condizioni della ionosfera sono anormali, tali cioè da dare fenomeni di riflessione utili agli effetti della propagazione; in condizioni normali nè la riflessione nè la rifrazione sono sufficienti a far tornare le onde sulla terra.

TRASMETTITORE e RICEVITORE DILETTANTISTICI per la banda 144-146 MHz

Da quanto esposto nelle due lezioni precedenti, il lettore ha certamente potuto rendesi conto del fatto che la costruzione di apparecchi trasmittenti o riceventi funzionanti nelle gamme V.H.F. è alquanto difficile, sia per la notevole influenza che i diversi elementi esercitano uno sull'altro nei circuiti accordati, sia per la criticità dei componenti stessi, come le induttanze e le capacità dei circuiti.

Date le caratteristiche intrinseche delle bobine, è ovvio che una differenza di qualche millimetro nella lunghezza di una di esse può compromettere il valore della frequenza di accordo; per effettuare una buona messa a punto, occorrerebbe disporre di apparecchiature di misura del tutto particolari, che sono prerogativa di pochi laboratori dell'industria.

Per questo motivo, abbiamo ritenuto opportuno, per presentare apparecchiature atte a queste frequenze (trasmissione e ricezione sulla banda radiantistica di 144-146 MHz), basarci su complessi reperibili in commercio già montati e — in parte — pretarati. Ciò — tuttavia — non significa che il lettore non possa ricavarne alcun vantaggio didattico, in quanto — come vedremo — tali dispositivi necessitano di un adeguato completamento (alimentazione, modulazione, antenna, ecc.).

Il TRASMETTITORE

Fig. 1 - Aspetto del trasmettitore finito. Si notano le tre valvole, il cristallo (intercambiabile), e la striscia per i collegamenti esterni.

L'aspetto esteriore di questo apparecchio è illustrato alla **figura 1**. Si nota la presenza di tre valvole e di un cristallo di quarzo, montati su di un piccolo telaio di forma rettangolare, munito di una basetta di ancoraggio in bachelite, per le connessioni con l'alimentatore e con il modulatore.

La costruzione di un oscillatore a frequenza variabile (V.F.O.), del tipo di quello descritto a pagina 1069, avente caratteristiche tali da assicurare una stabilità sufficiente per queste frequenze, presenta particolari difficoltà, che — ripetiamo — non possono essere superate se non con speciali accorgimenti e con l'impiego di apparecchiature ingombranti e costose. In tal caso — infatti — oltre alla stabilizzazione delle tensioni di alimentazione, sarebbero necessarie la compensazione della deriva termica, la presenza di stadi separatori, ed una frequenza molto bassa delle oscillazioni prodotte inizialmente.

Per questi motivi, sulla scorta delle esperienze fatte da molti radioamatori nei confronti di vari tipi di apparecchi funzionanti appunto su tali frequenze, abbiamo preferito suggerire al lettore l'impiego di un oscillatore del tipo con cont olio a cristallo.

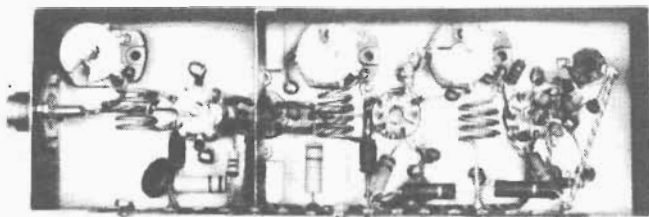



Fig. 2 - Fotografia del telaio interamente montato, e visto dal di sotto. La disposizione dei componenti è razionale e studiata in modo da rendere minima la reciproca influenza.

La **figura 2** illustra l'apparecchio interamente montato, visto dal di sotto. Le sue caratteristiche sono le seguenti:

Gamma di frequenze: 144 - 146 MHz.

Potenza di uscita: 12 watt.

Impedenza di uscita: 52 - 75 ohm.

Tipo di cristallo: FT, frequenza compresa tra 8.000 e 8.111 kHz.

Valvole impiegate: una ECF80, una EL84 ed una QQE 03/12.

Alimentazione anodica dei prestadi: 250 volt, 50 milliampère.

Alimentazione anodica stadio finale: 250 volt, 70 milliampère.

Realizzazione: su telaio, con contattiera esterna.

Presa di uscita: per cavo coassiale.

DESCRIZIONE del CIRCUITO

L'oscillatore consiste nella sezione pentodo della valvola *ECF80*, montata in un circuito a reazione catodica, (**figura 3**), che si verifica attraverso un partitore capacitivo costituito da *C*1 e *C*2. Poichè, attraverso gli stadi successivi, avvengono complessivamente 18 moltiplicazioni di frequenza (due volte la frequenza viene triplicata, ed una volta raddoppiata), la frequenza naturale del cristallo di quarzo impiegato deve essere compresa tra 8.000 e 8.111 kHz: quarzi di questo tipo sono facilmente reperibili in commercio.

Il primo stadio ora citato provvede, oltre alla produzione delle oscillazioni alla frequenza stabilita dalle caratteristiche del cristallo, anche alla prima triplicazione della frequenza: infatti, il circuito accordato di placca, costituito da *L*1 e da *C*4, è accordato su una frequenza dell'ordine di 24 MHz. La frequenza esatta di accordo viene stabilita agendo sul nucleo di *L*1, che può essere spostato all'interno o all'esterno della bobina stessa, a seconda delle esigenze.

La seconda triplicazione di frequenza viene effettuata ad opera della sezione triodo della *ECF80*, il cui circuito di placca è accordato appunto su una frequenza dell'ordine di 72 MHz ($24 \times 3 = 72$). L'esatta frequenza di accordo di questo circuito accordato (*L*2-*C*8) viene stabilita regolando opportunamente la capacità *C*8.

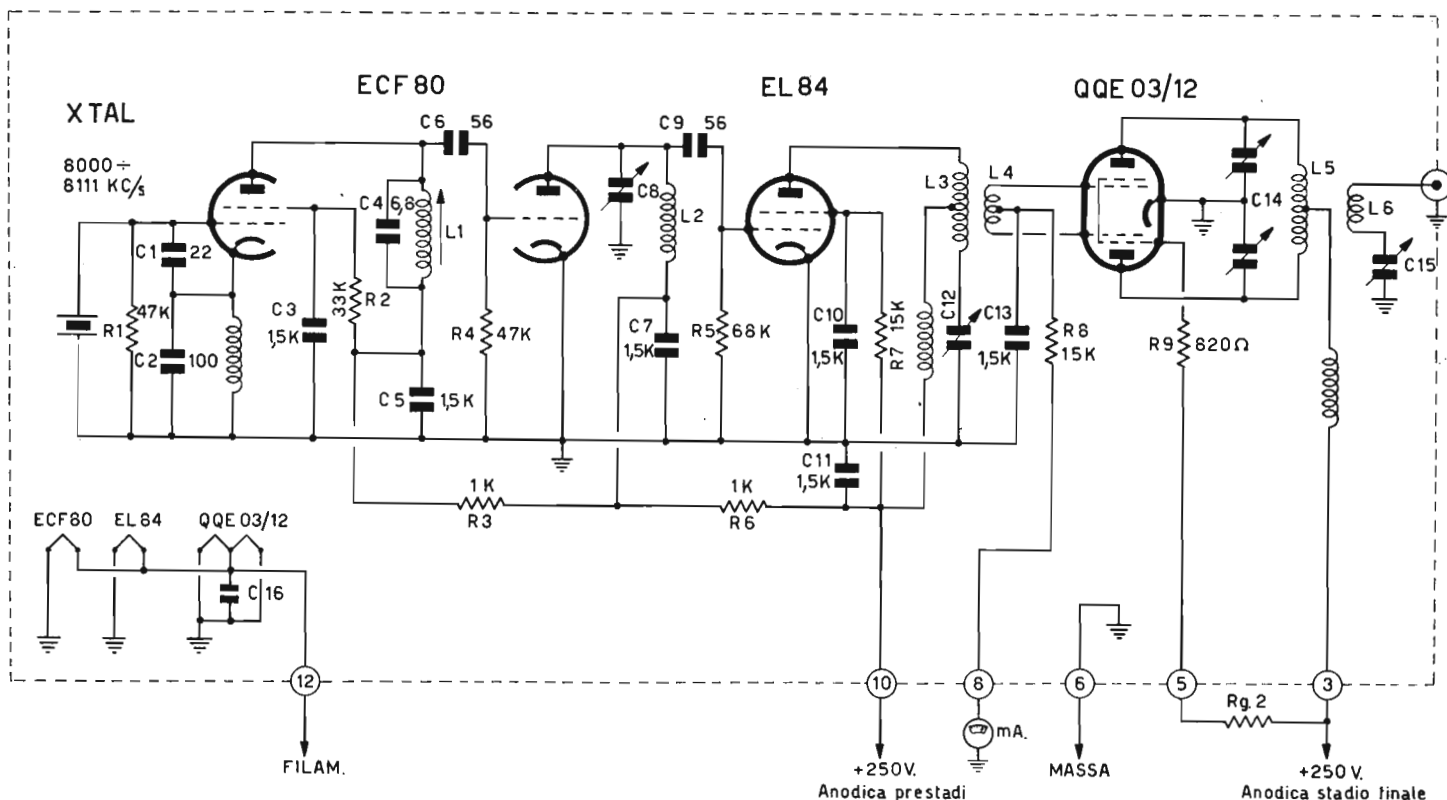



Fig. 3 - Circuito del trasmettitore. La frequenza di oscillazione (del cristallo), subisce complessivamente diciotto moltiplicazioni. I numeri nei circoletti sono riferiti alla striscia laterale per i collegamenti.

L'ultima moltiplicazione (duplicazione) di frequenza viene effettuata dalla valvola *EL84*, il cui circuito di uscita (*L*3 - *C*2) funziona appunto sulla frequenza di 144 MHz (72 × 2 = 144), con possibilità di taratura agendo su *C*12. Questo stadio ha anche il compito di elevare l'ampiezza del segnale proveniente dallo stadio precedente, fino ad un valore sufficiente per pilotare lo stadio finale. Quest'ultimo consta di un moderno doppio tetrodo, tipo *QQE 03/12*, montato in circuito « push-pull ». La tabella che segue ne elenca le caratteristiche più salienti, relative all'impiego in classe *C*, con funzionamento intermittente.

Tensione anodica	250	volt
Corrente anodica	72	milliampère
Tensione di griglia schermo	200	volt
Corrente di griglia schermo	3	milliampère
Corrente di griglia controllo	2,4	milliampère
Potenza di alimentazione	18,5	watt
Potenza di uscita	12	watt
Massima frequenza di funzionamento	200	Megahertz
Tensione di accensione	6,3	volt
Corrente di accensione	0,82	ampère

Il segnale a radiofrequenza viene prelevato all'uscita della valvola *EL84* mediante una bobina di tre spire, accoppiata induttivamente alla bobina di carico anodico della valvola stessa. Questa bobina, provvista di presa centrale, porta il segnale contemporaneamente — ed in opposizione di fase — sulle due griglie della doppia valvola finale *QQE 03/12*. Nel circuito di uscita di quest'ultima valvola è presente la bobina di carico *L*5, anch'essa munita di presa centrale per la connessione alla sorgente di tensione anodica; la bobina risuona sulla frequenza stabilita, compresa tra 144 e 146 MHz, grazie alla possibilità di regolazione del doppio compensatore a farfalla, *C*14. *L*6 e *C*15 costituiscono un circuito accordato, risonante in serie, mediante il quale l'energia a radiofrequenza di uscita viene prelevata induttivamente, ed accoppiata al carico esterno. Questo potrà essere un'antenna a dipolo del tipo che più avanti descriveremo, oppure un ulteriore stadio amplificatore di potenza (valvola tipo *829B*, *QQE06/40* o altra similare), nel qual caso — ovviamente — si disporrà di una potenza maggiore.

La presenza della capacità variabile *C*15 si dimostrerà particolarmente utile durante le operazioni di messa a punto, in quanto, in entrambi i casi, permette di adattare il circuito di uscita consentendo la risonanza di questo con valori relativamente diversi dell'impedenza del carico applicato. E' in tal modo possibile ottenere il massimo trasferimento di energia.

La **figura 4** illustra il telaio visto dall'alto: è indicata la posizione delle valvole e del cristallo di quarzo (intercambiabile), nonchè quella dei fori attraverso i quali sono accessibili i componenti variabili (capacità *C*8, *C*12, *C*14, *C*15 e nucleo di *L*1), mediante i quali viene effettuata la messa a punto.

MESSA a PUNTO

Come si è detto all'inizio, questo dispositivo è disponibile in commercio già montato e collaudato, ma privo di alimentatore. Ovviamente, all'atto dell'installazione, occorrerà innanzitutto assicurarsi che le tensioni applicate ai vari elettrodi delle valvole siano quelle prescritte; a tale scopo riportiamo una tabella, nella quale sono appunto elencate tali tensioni, che dovranno essere riscontrate effettuando la misura con uno strumento da 20.000 ohm per volt, e che potranno differire del 10% in più o in meno, per i motivi ben noti al lettore.

La **figura 5** rappresenta il telaio, osservato di lato, in modo da rendere perfettamente visibile la basetta di an-

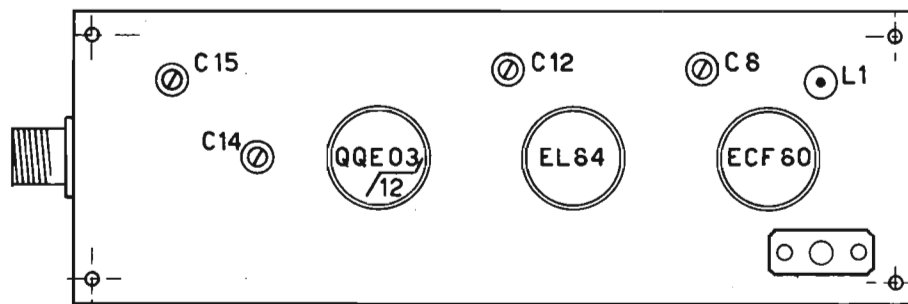



Fig. 4 - Pianta del telaio visto dall'alto. E' contrassegnata la posizione delle tre valvole, nonchè quella dei componenti sui quali occorre intervenire durante le operazioni di messa a punto. Il bocchettone visibile a sinistra costituisce l'uscita (coassiale), che può essere connessa all'antenna, o all'ingresso di un ulteriore stadio amplificatore di potenza.

coraggio a 17 posti. Per comodità di riferimento, le pagliette di contatto vengono considerate nell'ordine da sinistra a destra: di conseguenza, la prima a sinistra corrisponde al contatto N. 1, la seconda al N. 2, e così via.

VALVOLA	TENSIONE ANODICA	TENSIONE di SCHERMO	CORRENTE ANODICA
ECF80 (pentodo)	220 V	150 V	10 mA
ECF80 (triodo)	230 V	—	10 mA
EL84	250 V	200 V	34 mA
QQE 03/12	200 V 250 V	175 V 200 V	60 mA 72 mA

Per il collaudo e la messa a punto è conveniente osservare la seguente procedura:

— Connettere la tensione alternata di 6,3 volt tra i contatti 6 (massa) e 12 (filamenti).

— Applicare, tra il contatto 8 (ritorno di griglia del doppio tetrodo finale), e la massa (6), un milliamperometro avente una portata di 5 o 10 milliampère fondo scala, come illustrato alla figura 5.

— Dopo aver inserito il cristallo di quarzo disponibile nello zoccolo relativo, connettere la tensione anodica ai soli prestadi, applicando al contatto 10 l'uscita di un alimentatore che possa fornire una tensione di 250 volt, 60 milliampère. Ovviamente, il lato negativo di detto alimentatore dovrà essere connesso a massa.

— Ciò fatto, si noterà da parte del milliamperometro la indicazione di una certa corrente, che scorre nei due circuiti di griglia della valvola *QQE*03/12. A questo punto è necessario perfezionare l'accordo sulla frequenza caratteristica del cristallo usato. A tale scopo regolare il nucleo di *L*1 (vedi figura 4) e i due com pensatori *C*8 e *C*12, fino ad ottenere la massima lettura, che dovrà essere di 4 o 5 milliampère. Ciò fatto, si può effettuare la messa a punto dello stadio finale.

— Connettere tra i contatti 3 e 5 una resistenza da 15 kohm, 1 watt.

— Applicare tra il contatto 3 e la massa, la tensione anodica dello stadio finale (con valore, momentaneataneamente inferiore, di 200 volt, 70 milliampère), attraverso un milliamperometro avente una portata di 100 milliampère fondo scala.

— Per portare in risonanza il circuito volano compreso tra due placche della valvola finale, agire con un cacciavite ad impugnatura isolata, sul perno del compensatore a farfalla C14. Il raggiungimento della frequenza di risonanza sarà denunciato dal fatto che, in tali condizioni, il milliamperometro in serie all'alimentazione dello stadio finale denuncerà una brusca diminuzione della corrente anodica. Ad esempio, se la tensione anodica applicata allo stadio finale è di 200 volt (ed è bene iniziare con un valore basso data l'assenza di carico in uscita), la corrente anodica, dal valore di circa 60 milliampère in condizioni di non risonanza, scenderà a circa 20 - 30 milliampère in risonanza.

— A questo punto è consigliabile applicare un carico all'uscita, che potrà essere l'antenna, l'ingresso ad uno stadio supplementare, o una comune lampadina

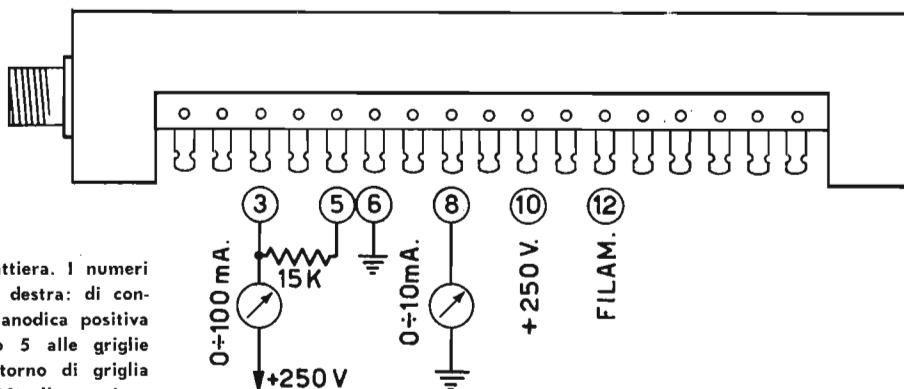



Fig. 5 - Vista laterale del telaio e della contattiera. I numeri di riferimento vanno considerati da sinistra a destra: di conseguenza, il contatto 3 fa capo alla tensione anodica positiva (attraverso il milliamperometro), il contatto 5 alle griglie schermo della finale, 6 alla massa, 8 al ritorno di griglia della finale, 10 all'anodica dei prestadi, e 12 alla tensione di accensione dei filamenti.

da 15 - 20 watt. In seguito a ciò, la variazione di corrente anodica in corrispondenza della frequenza di risonanza sarà meno pronunciata, ma sempre apprezzabile. Facciamo presente che, una volta data la tensione anodica allo stadio finale, la corrente di griglia misurata col primo milliamperometro diminuisce; tuttavia, essa non deve comunque scendere al di sotto del valore di 2,5 milliampère circa. A tale scopo potrà essere opportuno ritoccare C12, ed eventualmente variare di poco il grado di accoppiamento tra *L*3 ed *L*4, spostandole leggermente l'una rispetto all'altra nei due sensi, fino a trovare la posizione migliore.

Fig. 6 - Semplice dipolo, realizzato con un segmento di piattina da 300 ohm, adatto per effettuare le prime prove. E' riportata la lunghezza degli elementi. La apertura al centro corrisponde alla distanza tra i due conduttori della piattina.

— Il compensatore C15 deve essere regolato per ottenere il massimo trasferimento di energia dal circuito di placca (volano) al carico applicato. Esso dovrà essere regolato a carico inserito, osservando l'entità della variazione di corrente della valvola finale, e tenendo presente che la diminuzione sarà più pronunciata in condizioni di non risonanza (C15 mal regolato) che in condizioni di risonanza. Ad esempio, con una tensione anodica allo stadio finale pari a 200 volt, col carico inserito, e con C15 regolato correttamente, la corrente anodica, invece di scendere al valore precedentemente citato di circa 25 milliampère, scenderà al valore di 50 mA circa.

Facciamo inoltre presente che, con una tensione allo stadio finale di 200 volt, la massima potenza ottenibile in uscita ammonta a circa 7 watt, mentre, applicando in seguito (a carico inserito) la massima tensione di 250 volt, la potenza ottenibile sale a circa 12 watt effettivi.

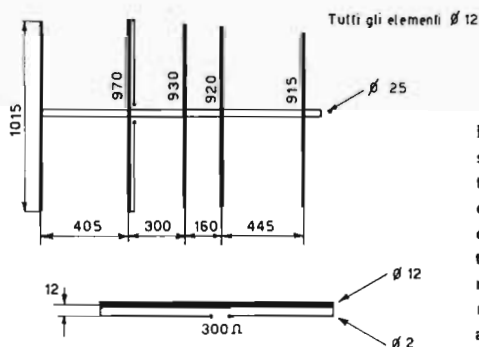



Fig. 7 - Dati costruttivi di un'antenna direttiva, adatta alla gamma di frequenze del trasmettitore. Sono riportate tutte le misure necessarie alla realizzazione.

Non ci dilunghiamo sulla descrizione di un dispositivo di modulazione, in quanto qualsiasi amplificatore di Bassa Frequenza, avente una potenza di uscita di circa 10 - 15 watt, è adatto allo scopo. Ovviamente, esso dovrà essere dotato in uscita di un trasformatore di modulazione, avente al secondario un valore di impedenza di 3.500 ohm. Tale secondario dovrà essere connesso in serie alla tensione anodica di alimentazione dello stadio finale, e precisamente tra il terminale positivo dell'alimentatore, ed il contatto N. 3 del trasmettitore. In tal modo la modulazione viene effettuata sia sulla placca che sullo schermo.

L'ANTENNA

Possiamo suggerire, per le prime prove, un semplice dipolo ripiegato, realizzato con un tratto di piattina da 300 ohm, facilmente reperibile in commercio, così come illustrato alla **figura 6**. Ovviamente, per ottenere risultati migliori, è consigliabile l'uso di un'antenna direttiva a più elementi. Un esempio di tale antenna, che il lettore potrà eventualmente costruire da sè, è illustrato alla **figura 7**. Essa è realizzata con tubo di alluminio o (meglio ancora) *anticorodal*, del diametro di 12 millimetri. L'impedenza al centro è di 300 ohm.

Per la linea di trasmissione, potrà essere usata una piattina da 300 ohm, oppure un cavo coassiale da 75 ohm. In entrambi i casi, è molto importante, ai fini del rendimento, e quindi della portata del trasmettitore, effettuare con cura l'adattamento dell'impedenza tra il trasmettitore, la linea, e l'antenna vera e propria.

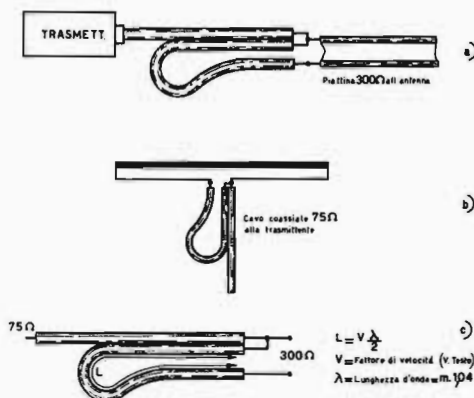



Fig. 8 - Due metodi per adattare l'impedenza di una piattina da 300 ohm all'uscita a 75 ohm del trasmettitore, o un cavo coassiale da 75 ohm ad un'antenna da 300 ohm. In basso è riportata la formula per il calcolo della lunghezza dell'ansa, in funzione delle caratteristiche intrinseche del cavo coassiale adottato.

La **figura 8** illustra i due casi (piattina da 300 ohm, e cavo coassiale da 75 ohm). Si rammenti che l'impedenza di uscita del trasmettitore è di 75 ohm, per cui, nel caso che si usi la piattina, occorre un adattatore di impedenza tra il trasmettitore e la linea (figura 8-**A**); nel caso che si usi il cavo coassiale, invece, l'adattatore va inserito tra il cavo (75 ohm), e l'antenna (300 ohm), come in figura 8-**B**.

La figura 8-**C** illustra infine un semplice adattatore di impedenza, realizzabile con spezzoni di cavo coassiale da 75 ohm. Il fattore di velocità *V*, indicato in figura, è dato per ogni tipo di cavo dalla casa costruttrice, e corrisponde, in genere, a 0,66 per i cavi normali, ed a 0,82 per i cavi in politene espanso. In base a tale fattore si calcola la lunghezza dell'ansa che consente lo adattamento.

Il RICEVITORE

Il convertitore che qui presentiamo, il cui aspetto esterno è illustrato alla **figura 9**, consente di ricevere, con l'aiuto di un altro ricevitore supereterodina, le trasmissioni dilettantistiche effettuate sulla medesima gamma di frequenze sulla quale funziona il trasmettitore precedentemente descritto. Ecco le caratteristiche:

Gamme di funzionamento: 144 - 146 MHz.

Frequenza di uscita, a scelta, 14 - 16 MHz, oppure 26 - 28 MHz.

Guadagno: 42 dB.

Risposta: lineare entro 3 dB su tutta la gamma.

Fattore rumore: 3,5 dB.

Impedenza di ingresso: 52 - 75 ohm.

Valvole impiegate: EC86, ECC88, ECC85, ECC81.

Alimentazione anodica: 180 volt, 55 milliampère.

Alimentazione filamenti: 6,3 volt, 1,3 ampère.

Come si è detto a suo tempo, in questi casi è par-

Fig. 9 - Circuito elettrico del convertitore. La medesima antenna del trasmettitore può essere connessa all'ingresso. L'uscita fa capo alle prese antenna-terra di un ricevitore dotato di gamma delle O.C

ticolarmente utile ricorrere alla doppia conversione di frequenza, migliorando in tal modo sia la stabilità che la sensibilità e la selettività del ricevitore.

DESCRIZIONE del CIRCUITO

In ogni convertitore funzionante su questa gamma di frequenze è possibile distinguere tre sezioni principali: l'amplificatore a larga banda, lo stadio convertitore-mescolatore, e l'oscillatore locale. Nel nostro caso, lo amplificatore a larga banda consta di due valvole: la *EC86* già citata, ed una *ECC88* (doppio triodo) montata in un circuito del tipo « cascode ».

La valvola *EC86*, la cui impedenza è di ben 14 mA/V, oltre che ad amplificare il segnale, provvede — ripetiamo — a mantenere ad un valore basso il fattore rumore. Ad essa, ed alla valvola successiva, è anche affi-

Fig. 10 - Aspetto del convertitore interamente montato.

dato il compito di assicurare la voluta larghezza di banda, ossia il responso lineare su tutte le frequenze comprese tra 144 e 146 MHz. Questo risultato è stato raggiunto sia mediante un accurato smorzamento dei circuiti accordati *L1* ed *L3*, sia mediante una accurata messa a punto.

Nello stadio convertitore (prima sezione della valvola *ECC85*), avviene la mescolazione del segnale in arrivo dall'antenna con quello prodotto dall'oscillatore locale. Anche per questo stadio si è ricorso all'impiego di un triodo per contenere al minimo il fruscio di conversione.

L'induttanza *L5*, presente nel circuito di placca della convertitrice è accordata sulla frequenza di uscita.

Il secondo triodo della *ECC85* è montato in circuito ad accoppiamento catodico (« cathode follower ») il cui compito è nel medesimo tempo quello di agire da stadio separatore, e di effettuare l'adattamento di impedenza tra il convertitore ed il ricevitore applicato all'uscita.

L'oscillatore locale consta anch'esso di un doppio triodo, tipo *ECC81*; la prima sezione oscilla con un circuito controllato a quarzo (per la massima stabilità di frequenza), e la seconda effettua la necessaria moltiplicazione di frequenza per portare la frequenza locale al valore necessario.

Il dispositivo non comprende l'alimentatore, per cui occorre una sorgente di alimentazione esterna, di facile costruzione sulla scorta dei dati enunciati nelle caratteristiche generali. Agli effetti dell'impiego pratico, è sufficiente connettere l'uscita del convertitore all'entrata del ricevitore esterno (tra antenna e terra), mediante un cavetto schermato avente la minima lunghezza. Il ricevitore dovrà essere predisposto per la ricezione della gamma di frequenze disponibile all'uscita del convertitore. Dato il responso lineare entro i due limiti dichiarati, la sintonia — ripetiamo — verrà effettuata agendo esclusivamente sul comando del ricevitore.

AVVISO a tutti i lettori

Come previsto nel nostro programma di pubblicazione, il fascicolo N. 52 concluderà questa prima edizione del « Corso ».

In detto fascicolo troveranno posto, tra l'altro, le pagine dell'« errata corrige ». Per non sacrificare ulteriormente o addirittura dover omettere il contenuto tecnico del numero stesso (lezioni sulle applicazioni dell'elettronica all'industria) abbiamo raccolto in un ulteriore, apposito fascicolo (N. 53) l'Indice generale del testo, l'Indice delle tabelle e l'Indice analitico, completando con frontespizi e pagine di risguardia necessarie per conferire alla raccolta (specialmente in caso di rilegatura) tutte le caratteristiche di un libro.

Il citato N. 53 sarà posto in vendita regolarmente, una settimana dopo il N. 52 e **sarà inviato in omaggio a tutti coloro che sottoscriveranno l'abbonamento all'intero «Corso di TELEVISIONE»**. A tale scopo rendiamo note le condizioni di abbonamento a questo nuovo «Corso».

ABBONAMENTO ALL'INTERO « Corso di TELEVISIONE » . . . . **Lire 4.795** (I.G.E. compresa).
ABBONAMENTO a 18 fascicoli — 1/2 Corso — . . . . **Lire 2.550** (I.G.E. compresa).

I versamenti devono essere effettuati come segue:
« Corso di Televisione » — via dei Pellegrini 8/4 — Conto Corrente Postale 3/8232 — Milano.

corso di RADIOTECNICA

pubblicazione settimanale - 1 - 7 ottobre 1961 - un fascicolo lire 150 50° numero

corso di RADIOTECNICA

settimanale a carattere culturale

Direzione, Amministrazione, Pubblicità:
Via dei Pellegrini 8/4 - Telef. 593.478
MILANO

Ogni fascicolo — contenente 3 lezioni — costa lire 150, acquistato alle edicole.

Se l'edicola risulta sprovvista, o si teme di rimanere privi di qualche numero, si chieda invio settimanale direttamente al proprio domicilio a mezzo abbonamento.

Il versamento per ricevere i 52 fascicoli costituenti l'intero Corso è di lire 6500 + I.G.E. = lire 6630. A mezzo vaglia postale, assegno bancario, o versamento sul conto corr. postale 3/41.203 del « Corso di RADIOTECNICA » - Via dei Pellegrini 8-4 - Milano.
In ogni caso, scrivere in modo molto chiaro e completo il proprio indirizzo.

L'abbonamento può essere effettuato in qualsiasi momento; si intende comprensivo delle lezioni pubblicate e dà diritto a ricevere tali lezioni, che saranno inviate con unica spedizione.

Estero: abbonamento al Corso, Lit. 8.500. ($ 15). Numeri singoli Lit. 300 ($ 0,50).

Per i cambi di indirizzo durante lo svolgimento del Corso, unire lire 100, citando sempre il vecchio indirizzo.

Fascicoli singoli arretrati — se disponibili — possono essere ordinati a lire 300 cadauno.
Non si spedisce contrassegno.

Distribuzione alle edicole di tutta Italia: Diffus. Milanese - Via Soperga, 57 - Milano.

Direttore responsabile: Giulio Borgogno.

Autorizzaz. N. 5357 - Tribunale di Milano.

Stampa: Intergrafica S.r.l. - Cologno Monzese.

La Direzione non rivende materiale radio; essa può comunicare, se richiesta, indirizzi di Fabbricanti, Importatori, Grossisti ecc. in grado di fornire il necessario ed ai quali il lettore può rivolgersi direttamente.

Alla corrispondenza con richiesta di informazioni ecc. si prega allegare sempre il **francobollo per la risposta.**

Parte del testo e delle illustrazioni è dovuta alla collaborazione del Bureau of Naval Personnel, nonchè al Dept. of the Army and the Air Force - U.S.A.

A chi può essere utile questo Corso? Anzitutto — stante la sua impostazione — il Corso, basato sull'esposizione in forma a tutti accessibile, della radiotecnica, dai suoi elementi basilari alla evoluzione più recente, rappresenta la forma ideale per tutti coloro che intendono dedicarsi all'elettronica, sia come forma ricreativa sia — soprattutto — per l'acquisizione di una professione specializzata che possa procurare loro una posizione di privilegio in seno alla società odierna.

Anno per anno, la nostra civiltà si indirizza sempre più verso questa meravigliosa, si potrebbe dire fascinosa, elettronica, che nel modo più evidente consente sviluppi impensati, progressi grandiosi e una rapida evoluzione di tutti gli altri rami dello scibile che essa tocca e influenza.

L'industria, tutta l'industria, nel senso più ampio, da quella elettrotecnica a quella meccanica, alla metallurgica, alla chimica ecc., con i suoi laboratori di ricerca e le sue fabbriche richiede, e richiederà sempre più, con un ritmo rapidamente crescente, tecnici specializzati con conoscenza dell'elettronica, tecnici specificatamente elettronici e persino operai e impiegati di ogni ordine e categoria con cognizioni di elettronica.

Si può dire che anche le branche commerciali, quelle dei trasporti e persino quelle amministrative con le recenti introduzioni delle calcolatrici, abbisognano di personale che conosca i principi dell'elettronica, le macchine relative, il loro pieno sfruttamento, la eventuale riparazione ecc. e, quanto più in modo completo, quanto meglio.

Nasce, da una tale situazione, una logica conseguenza: per la scelta di una professione o di un mestiere, per un miglioramento della propria posizione sociale, per l'intrapresa di una libera attività o anche per la sola acquisizione di cognizioni che indubbiamente verranno oltremodo utili, è quanto mai opportuno riflettere se non sia conveniente dedicare un po' di tempo allo studio di questa scienza che ha tra l'altro il pregio di rendersi immediatamente attraente, concreta, accessibile e foriera di moltissime soddisfazioni.

A questo scopo appunto, e con questi intenti, è stato redatto questo Corso.

Non mancano invero altri corsi (specie per corrispondenza) o scuole di radiotecnica, nè mancano (sebbene siano in numero del tutto inadeguato) scuole statali o pareggiate ma la struttura e l'impostazione che caratterizzano queste 156 lezioni sono alquanto particolari, presentando non pochi vantaggi sulle diverse altre forme di cui si è detto.

Anzitutto vogliamo porre in evidenza **il fattore economico.**

Frequentare regolarmente, durante tutto l'anno, una scuola è certo il modo più logico — anche se non il più rapido — per apprendere ma, tralasciando il fatto che rarissimi sono gli Istituti di radiotecnica, è a tutti possibile dedicarsi esclusivamente, e per l'intero anno, allo studio? Noi riteniamo che chi può farlo costituisca oggi assai più l'eccezione che la regola. Ciò significa infatti poter disporre liberamente del proprio tempo senza avere la necessità di un contemporaneo guadagno: il nostro Corso permette a chiunque di studiare a casa propria, nelle ore libere dal lavoro, senza abbandonare o trascurare quest'ultimo. Ciò caratterizza invero anche altri corsi, ma il vantaggio economico diviene notevole ed evidentissimo se si considera che di fronte all'esborso, anche se rateale, di quasi 80.000 lire che i corsi per corrispondenza richiedono, seguendo il nostro Corso la spesa in un anno risulta di poco più di 7500 lire (150 lire alla settimana presso un'edicola) o di 6630 lire totali, con recapito postale, settimanale, delle lezioni a domicilio.

E' superfluo dire che la Modulazione di Frequenza, i transistori, i circuiti stampati, la trasmissione, il telecomando ecc. sono argomenti integrali del Corso e non costituiscono motivo di corsi speciali, aggiunti o particolari.

Le lezioni di questo Corso — a differenza di molte altre — non sono stampate con sistemi di dispensa, a ciclostile, o con sistemi più o meno analoghi, derivanti cioè da un originale battuto a macchina da scrivere; esse sono stampate in uno stabilimento grafico, con chiari caratteri tipografici da cui deriva una assai più agevole lettura e — fattore certamente di non secondaria importanza — un contenuto molto più ampio, corrispondendo una pagina a stampa a tre o quattro pagine di quelle citate. Il lettore avrà, alla fine del Corso, un volume di ben 1248 pagine di grande formato!

Chiunque, indipendentemente dall'età, dalla professione e dalle scuole compiute **può seguire il Corso.** Alle esposizioni teoriche si abbinano numerose, attraenti, istruttive ed utili descrizioni che consentono la realizzazione di ricevitori, amplificatori, strumenti vari e persino di trasmittenti su onde corte.

A questo proposito è sintomatico il fatto che la Direzione non vuole assolutamente assumere la fisionomia di un fornitore o commerciante di materiale radio, rivendendo agli allievi le parti necessarie. Il materiale occorrente l'interessato può acquistarlo dove e come meglio crede e, assai spesso anzi, già ne dispone. Viene così evitato l'acquisto forzoso, caratteristico più o meno di tutti gli altri corsi.

Anche chi è già radiotecnico, anche chi ha seguito o segue altri corsi troverà il massimo tornaconto in questo completo ed aggiornato lavoro. Molte nozioni, è logico, saranno note, altre un po' meno e sarà utile rinfrescarle, e il tutto infine costituirà un manuale di consultazione, prezioso tanto per la teoria esposta quanto per i numerosi schemi, per le tabelle, per i grafici, gli elenchi, i dati, il vocabolario dei termini ecc.

Concludendo, si può affermare che questo **Corso di Radiotecnica** oltre che come insegnamento graduale si presenta come **enciclopedia e rivista assieme** ciò che permette di formare — con modestissima spesa — **il più completo, ricco, utile e pratico volume di radiotecnica di cui sia dato oggigiorno disporre.**

TECNICA delle MICROONDE (S.H.F.)

Dopo aver esaminato le V.H.F. e le U.H.F., ci occuperemo ora, secondo quanto abbiamo esposto a pagina 1129 a proposito della suddivisione delle frequenze superiori ai 30 MHz, delle microonde (S.H.F.).

I circuiti ed i componenti impiegati nelle apparecchiature funzionanti con microonde sono assai differenti da quelli adottati nei circuiti testé visti. Ad esempio, i dispositivi per la trasmissione e la ricezione non si basano sull'impiego nè delle linee coassiali, nè delle linee bifilari precedentemente considerate: si ricorre all'uso di conduttori speciali che, per la loro struttura, prendono il nome di **guide d'onda**. Ciò avviene già con frequenze superiori a 1.000 MHz, anche se queste possono essere classificate ancora nelle U.H.F. Abbiamo già detto, del resto, che una suddivisione netta non può sussistere, e che si hanno zone di transizione da una gamma all'altra, assai estese.

Cenno storico

I primi esperimenti probanti sulle microonde furono effettuati nel 1936: verso il 1940, venne realizzato in Inghilterra un dispositivo elettronico detto « magnetron » a cavità, del quale ci occuperemo tra breve, mediante il quale fu possibile, per la prima volta, produrre microonde con un livello di potenza apprezzabile.

Durante l'ultima guerra mondiale, le microonde vennero sfruttate vantaggiosamente nel funzionamento di particolari impianti (i « radar »), basati sulla sfruttamento dei fenomeni di riflessione di tali onde. Il « radar » fu di grande utilità per scopi bellici ed è molto utile tuttora nella navigazione aerea e marittima: sono sempre in corso studi ed esperimenti per migliorarne le prestazioni. Esamineremo, più avanti, con un certo dettaglio, questa utilissima invenzione. Nella medesima epoca, furono tentate, con successo, applicazioni delle microonde nel campo delle comunicazioni radiotelefoniche, ed attualmente le microonde vengono anche sfruttate nel campo della televisione (ponti radio).

Le microonde rivelarono presto particolari loro vantaggi: anzitutto, nei confronti della propagazione, a causa della forte direzionalità esse consentono l'impiego di antenne di alto rendimento e di piccolissime dimensioni, e le apparecchiature, pur erogando una potenza relativamente ridotta, offrono la possibilità di comunicazioni a notevole distanza. A ciò occorre aggiungere che, nel campo delle microonde, è possibile — grazie all'elevato valore della frequenza portante — disporre di ampiezze di banda di modulazione molto maggiori che non nel campo delle V.H.F. e delle U.H.F. Sotto questo punto di vista, le apparecchiature funzionanti su microonde sono quindi di assai maggiore utilità pratica di quelle funzionanti nelle gamme di frequenze inferiori. Un impianto per utilizzazione telefonica funzionante su tali frequenze può, ad esempio, consentire più di mille conversazioni contemporanee.

PROPAGAZIONE delle MICROONDE

Abbiamo visto in diverse occasioni come si possono variamente definire le radioonde a seconda della loro propagazione: conosciamo infatti, le onde dirette, le onde riflesse, le onde di superficie (terrestri) e le onde spaziali. In grande prevalenza, le apparecchiature funzionanti con microonde sfruttano la sola propagazione dell'onda diretta; in alcuni casi, ha comunque una certa importanza anche l'onda riflessa. In ciò notiamo già un differenziamento di comportamento rispetto alle apparecchiature similari funzionanti nel campo delle V.H.F.: ivi, l'onda diretta e l'onda riflessa assumono a volte la medesima importanza. Le onde di superficie e le onde spaziali perdono importanza pratica per quanto riguarda le microonde. L'onda terrestre viene raramente utilizzata, e l'onda spaziale può essere considerata assente, per la scarsa rifrazione che essa subisce da parte degli strati ionizzati della stratosfera.

Un fattore di notevole importanza per la riflessione è la natura della superficie riflettente. Se la superficie è levigata, qualsiasi ammontare di energia in arrivo può essere riflesso pressochè interamente in maniera utile: al contrario, se la superficie è irregolare, l'energia che la colpisce viene riflessa in numerose direzioni diverse, per cui solo una piccola parte dell'energia stessa verrà riflessa in una determinata direzione. L'acqua ad esempio, agisce nei confronti delle microonde come una superficie levigata, mentre la superficie terrestre solida si comporta come una superficie irregolare.

La **figura 1-A** illustra la riflessione delle microonde da parte di una superficie perfettamente piana, e la figura 1-**B** illustra invece la riflessione che si verifica da parte di una superficie scabrosa. Nel primo caso, l'energia viene inviata tutta in un'unica direzione per cui ad una certa distanza essa è disponibile in tutta la sua potenza: nel secondo caso l'energia viene dispersa in tante direzioni.

La direzione di propagazione delle microonde, siano esse dirette o riflesse, è generalmente un po' curva. I

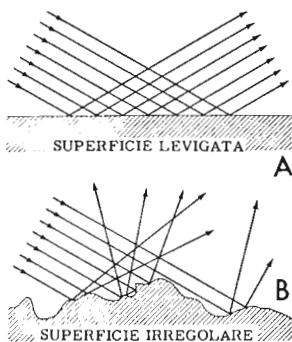



Fig. 1 - In A, riflessione da parte di una superficie piana. In B, riflessione (con perdita di potenza) da parte di una superficie irregolare.

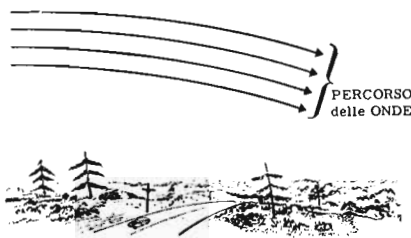



Fig. 2 - Propagazione delle S.H.F. lungo direzioni leggermente curve, che seguono, a seconda delle caratteristiche degli strati dell'atmosfera, la curvatura della terra.

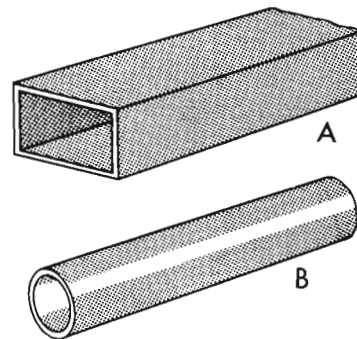



Fig. 3 - Le guide d'onda possono essere a sezione rettangolare (A) o a sezione circolare (B). Ne esistono anche a sezione quadrata, ossia con i due lati eguali tra loro.

segnali si spostano attraverso l'atmosfera con una velocità che dipende dalla temperatura, dalla pressione atmosferica, e dalla percentuale di vapor d'acqua contenuta nell'atmosfera stessa. In genere, maggiore è la temperatura, maggiore è la velocità di propagazione: minore è la pressione atmosferica e la quantità di vapor d'acqua presente, maggiore è la velocità di propagazione dei segnali. Il logico risultato di tutte queste influenze che la propagazione subisce, è che la velocità dei segnali varia al variare dell'altezza e, in condizioni atmosferiche normali, la variazione si traduce in un aumento, piccolo ma uniforme, della velocità stessa con l'aumentare dell'altitudine. Le onde superiori a 1.000 MHz si propagano come illustrato alla **figura 2**.

Se teniamo presente quanto ora si è detto, non è difficile spiegare un fenomeno abbastanza comune agli effetti della propagazione: in certi casi, si manifestano nell'aria delle zone le cui caratteristiche sono particocolarmente vantaggiose per la propagazione delle microonde. Dette zone, la cui pressione, temperatura, grado di umidità, ecc. dipende sia dalla stagione, sia dalla conformazione del terreno, seguono nella loro forma la curvatura della superficie terrestre. Di conseguenza, ove esse siano presenti, è possibile sfruttarle per effettuare delle telecomunicazioni tramite microonde, a notevoli distanze. In tal caso, per il suo conseguente comportamento, un'onda del tipo di cui ci occupiamo riesce a raggiungere un'antenna ricevente anche se essa è installata al di là dell'orizzonte ottico.

L'onda riflessa ha importanza soltanto quando può essere ricevuta con un'intensità paragonabile a quella dell'onda diretta, o quasi. Nella maggior parte delle installazioni funzionanti con microonde, il segnale riflesso può essere trascurato — ripetiamo — perchè assente, o perchè eccessivamente debole. Per contro, allorchè esso ha un'intensità apprezzabile, logicamente può, sia rinforzare il segnale diretto (qualora sia con esso in fase) sia eliminarlo, qualora si trovi in opposizione di fase. In sostanza, nei confronti delle microonde, sia pure con caratteristiche leggermente diverse, può accadere, a volte, ciò che abbiamo già visto nei confronti delle V.H.F. e delle U.H.F.

Date le caratteristiche del tutto particolari e critiche, sia dal punto di vista elettrico che da quello meccanico, le comunicazioni su questa gamma non sono alla portata del pubblico. Tuttavia, l'importanza delle microonde aumenta del pari enormemente, dato lo sfruttamento delle loro caratteristiche, per l installazione di stazioni «relais», dette anche «ripetitori», poste in posizioni intermedie tra punti estremi a notevole distanza.

Prima di occuparci dei circuiti delle apparecchiature funzionanti su questa gamma di frequenze, è opportuno chiarire quali sono le caratteristiche dei componenti il cui impiego permette sia la produzione delle microonde, sia l'amplificazione, l'irradiazione, ed infine la ricezione.

Le GUIDE D'ONDA

Il termine **guida d'onda** deriva dalla particolare caratteristica di funzionamento di questo dispositivo. Diversamente da quanto accade con le correnti elettriche alternate aventi frequenza minore, nel campo delle microonde si può affermare che le onde stesse possono propagarsi tra due conduttori paralleli, *senza percorrerli*. In altre parole, si è constatato sperimentalmente che le microonde possono percorrere lo spazio delimitato da due conduttori paralleli, esattamente come una corrente d'acqua può scorrere tra due pareti che limitano verticalmente il letto di un canale. In tal caso, i due conduttori metallici non svolgono più il ruolo di veri e propri conduttori, bensì hanno il compito di *guidare* le onde lungo un percorso da essi stessi delimitato.

Sebbene qualsiasi sistema di trasmissione (come ad esempio le note «linee di trasmissione») possa funzionare come guida d'onda, questo termine è riservato in pratica a quei tipi che consistono esclusivamente di un unico conduttore internamente cavo. Inoltre, sebbene una guida d'onda possa avere praticamente qualsiasi forma, i due tipi di uso più comune sono quelli che hanna una sezione rettangolare o circolare, come illustrato alla **figura 3**. Ovviamente, le caratteristiche che contraddistinguono una guida d'onda a sezione rettangolare sono l'altezza e la larghezza: esse sono sempre riferite alla superficie della sezione della guida stessa ed alle sue dimensioni *interne*, ossia senza tener conto dello spessore delle pareti. La caratteristica di una guida d'onda a sezione circolare è invece costituita dal solo diametro, che, anche in questo caso, è considerato esclusivamente all'interno del tubo.

Sebbene una guida d'onda a sezione rettangolare possa condurre l'energia in molti modi, un solo modo, e precisamente il più semplice, viene normalmente sfrut-

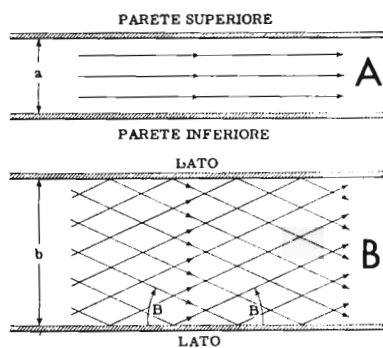



Fig. 4 - Propagazione in una guida d'onda: in A rispetto alle pareti superiore ed inferiore, ed in B rispetto ai due lati.

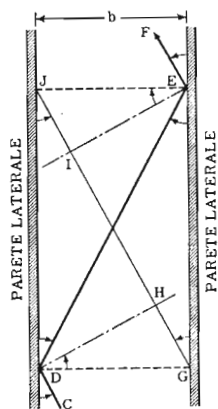



Fig. 5 - Rappresentazione grafica delle relazioni di fase tra i segnali riflessi, internamente ad una guida rettangolare.

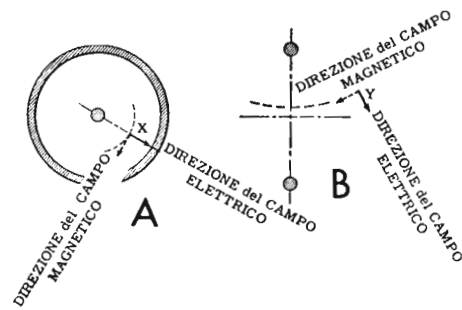



Fig. 6 - Distribuzione dei campi elettrico e magnetico in una linea di trasmissione coassiale (A), e in una linea bifilare (B). I due campi sono sempre perpendicolari tra loro.

tato. Ci riferiamo al caso nel quale le onde polarizzate verticalmente si spostano lungo una direzione parallela alla parete superiore ed a quella inferiore della guida. Qualunque sia l'orientamento di una guida d'onda, è consuetudine chiamare *altezza* la dimensione minore, e *larghezza* la dimensione maggiore: di conseguenza, le pareti maggiori della guida d'onda sono appunto chiamate **parete superiore** e parete **inferiore**, mentre le pareti più strette vengono normalmente chiamate **lati**.

La polarizzazione verticale riferita ad un'onda magnetica presente in una guida d'onda a sezione rettangolare, significa quindi che il campo elettrico è parallelo ai lati più corti della guida stessa. In linea di massima, è di uso generale indicare con le lettere minuscole *a* e *b* rispettivamente l'altezza e la larghezza.

La **figura 4** illustra in **A** le due pareti, superiore ed inferiore, di una guida d'onda a sezione rettangolare, vista di lato, ed in **B** la sezione della medesima guida, vista invece dall'alto. Le frecce contenute nelle due figure indicano il senso di propagazione delle onde, ed è facile notare che tale senso è perfettamente parallelo alle pareti superiore ed inferiore, mentre è incrociato nei confronti delle pareti laterali. I due archi di circonferenza terminanti con una freccia nella figura 4-B individuano rispettivamente due angoli eguali: è del pari facile notare che tale angolo si mantiene costante sia agli effetti dell'onda incidente (proveniente da sinistra) che agli effetti dell'onda riflessa (diretta verso destra). L'angolo è contrassegnato con la lettera *B*.

L'apertura di questo angolo non può essere scelta arbitrariamente: al contrario, essa dipende da *b* (ossia dalla larghezza della metà d'onda), e da λ, ossia dalla lunghezza d'onda del segnale. La relazione che intercorre tra queste due grandezze può essere espressa mediante la seguente formula:

$$sen\ B = \lambda : 2\,b$$

Da questa equazione risulta evidente il fatto che la propagazione è impossibile, a meno che tutti i segnali che si spostano in una determinata direzione si rinforzino l'un l'altro. L'equazione può essere dedotta facilmente considerando la **figura 5**. Supponiamo che un'onda passante attraverso il punto *C*, si muova verso sinistra. Essa viene riflessa dalla parete sinistra nel punto *D*, dalla parete destra nel punto *E*, e finalmente si muove in direzione *EF*, che è perfettamente parallela alla direzione originale *CD*. Un fronte d'onda è sempre perpendicolare alla direzione di propagazione, e, dal momento che *DH* è perpendicolare a *CD*, *DH* costituisce un fronte d'onda per i segnali diretti verso sinistra.

Come abbiamo visto in una lezione precedente (pagina 1130, figura 1), la fase di un segnale è sempre la medesima in tutti i punti di un fronte d'onda. Di conseguenza, un segnale che si muova verso sinistra attraverso il punto *H* è in fase col segnale incidente nel punto *D*. Se l'energia deve propagarsi in una guida di onda, il segnale riflesso nel punto *E* deve avere la medesima fase del segnale che si muove verso sinistra nel punto *I*, in quanto entrambi giacciono su un fronte perpendicolare ad *EF*. Diversamente, i segnali si annullerebbero l'un l'altro dopo aver percorso un breve tratto della guida d'onda. Dal momento che il campo elettrico dei segnali è parallelo alla parete riflettente, si ha ha una inversione di fase nel punto *D*, ed un'altra nel punto *E*.

A tutto ciò occorre aggiungere che, per avere la relazione di fase voluta, l'angolo *B* deve avere un valore tale che il percorso *DE* sia più lungo del percorso *HI* di un multiplo esatto (numero intero) di λ.

Il comportamento delle guide d'onda a sezione circolare è simile a quello delle guide d'onda a sezione rettangolare. Il percorso dell'onda, come avviene nella guida d'onda rettangolare, dipende dalle seguenti due condizioni, subordinate — a loro volta — al fatto che le pareti della guida siano costituite da un buon conduttore: sulla superficie di una parete non può esistere un campo elettrico parallelo alla parete stessa, e non può esistere un campo magnetico variabile perpendicolare a detta parete.

A causa della curvatura delle pareti di una guida d'onda a sezione circolare, è estremamente difficile esaminare il diagramma dei campi con la medesima precisione con cui esso può essere esaminato nei confronti di una guida d'onda rettangolare. Tuttavia, l'aspetto del diagramma di propagazione può essere dedotto dall'analogia con il diagramma corrispondente di una guida d'onda nella quale le dimensioni *a* e *b* siano eguali, ossia in una guida d'onda a sezione quadrata.

Nei confronti delle linee di trasmissione coassiali, i vantaggi offerti dalle guide d'onda consistono in un ammontare minore delle perdite, e nell'assenza totale del conduttore centrale. Il fenomeno che si verifica nei

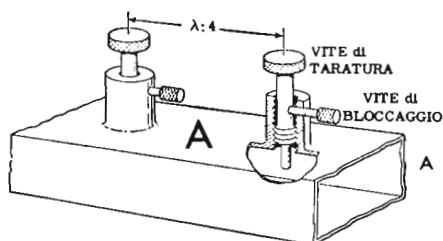



Fig. 7 - Dispositivo di accordo a vite di una guida d'onda, visto lateralmente (A) e di fronte (B). L'accordo viene effettuato variando la lunghezza del perno metallico che penetra all'interno della guida.

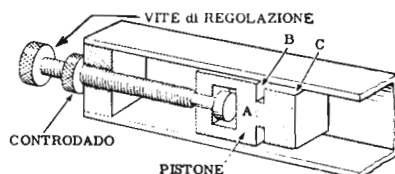
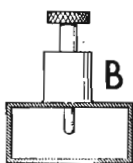



Fig. 8 - Dispositivo di taratura a pistone. Agendo sulla vita esterna, bloccabile (a taratura ultimata) col controdado, si varia la posizione del pistone e — di conseguenza — della parete di chiusura della guida. La fessura perimetrale, opportunamente dimensionata, evita gli inconvenienti dati da un contatto imperfetto tra il pistone e le pareti.

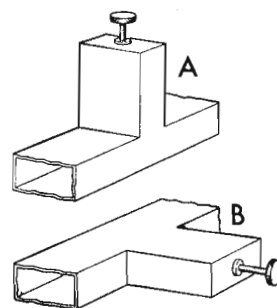



Fig. 9 - Applicazioni di un dispositivo di accordo a pistone; in A, giunzione di tipo « E », (pistone in serie), ed in B di tipo « H » (pistone in parallelo).

conduttori, (noto come effetto pellicolare, del quale ci siamo occupati a pagina 225), mentre in corrispondenza delle frequenze più basse ha un'importanza trascurabile, nei confronti delle frequenze più elevate fa sì che, in una linea coassiale ad esempio, per il passaggio del segnale risulti disponibile **soltanto** la superficie del conduttore interno: il risultato è una resistenza di conduzione inevitabilmente alta. Il conduttore esterno, avente una superficie maggiore (si rammenti che la superficie interna è l'unica che porti corrente) offre una resistenza notevolmente più bassa. Ne deriva che la maggior parte delle perdite si verifica nel conduttore interno alle linee coassiali, il quale conduttore non è presente nelle guide d'onda.

DISPOSITIVI di SINTONIA delle GUIDE D'ONDA

A tutta prima sembra improprio parlare di *impedenza di una guida d'onda*, in quanto in essa non esiste un punto in corrispondenza del quale è possibile misurare la tensione e la corrente. Ciò nonostante, il valore di impedenza di una guida d'onda esiste ed è utile e importante come quello di una linea di trasmissione.

Sappiamo che l'impedenza di una linea di trasmissione, in qualsiasi punto, equivale al rapporto tra la tensione e la corrente: naturalmente, è necessario — nell'effettuare il calcolo di questo rapporto — tener conto della relazione di fase tra le due grandezze. L'impedenza di una guida d'onda in qualsiasi punto è — analogamente — il rapporto tra l'intensità del campo trasversale elettrico e quella del campo trasversale magnetico in quello stesso punto; inoltre, come accade nei confronti nell'impedenza della linea di trasmissione, nel calcolare il rapporto, è necessario tenere in considerazione la relazione di fase tra i due campi.

La sezione **A** della **figura 6** illustra la distribuzione dei campi in una linea coassiale, e la sezione **B** illustra i medesimi fenomeni in una linea convenzionale del tipo bifilare. In entrambe, la linea di trasmissione agisce come una guida nei confronti delle onde che accompagnano qualsiasi trasmissione di energia. In ogni punto in cui l'onda guidata è presente, come nel punto « X » in A e « Y » in B, i campi elettrico e magnetico sono associati all'onda guidata. La componente trasversale del campo elettrico (il campo che giace su un piano perpendicolare ai conduttori) dipende dalla posizione del punto, e dalla tensione che sussiste fra due conduttori. Per ogni dato punto, *la forza del campo elettrico è proporzionale alla tensione*. Analogamente, il campo magnetico trasversale dipende dalla posizione del punto e dall'ammontare della corrente che scorre nei conduttori, e *l'intensità del campo magnetico è proporzionale alla corrente*. Sia il campo trasversale elettrico che il campo trasversale magnetico dipendono entrambi direttamente dalla posizione del punto, perciò il *loro rapporto* non dipende dalla posizione del punto stesso. Il rapporto tra i due campi trasversali dipende invece dal rapporto che esiste tra la tensione e la corrente. Da ciò deriva che l'impedenza di una linea di trasmissione può essere calcolata sia mediante il rapporto tra la tensione e la corrente, sia mediante il rapporto tra il campo trasversale elettrico e quello magnetico. Il secondo modo di definire l'impedenza può essere applicato direttamente alle guide d'onda.

In pratica, si può affermare che l'impedenza effettiva equivale all'impedenza caratteristica quando non è presente alcuna onda riflessa. In presenza di un'onda riflessa, l'impedenza differisce dal valore di impedenza caratteristica, ed è inoltre variabile da un punto ad un altro della guida. L'impedenza è sempre la medesima in tutti i punti di un piano perpendicolare all'asse della guida d'onda, esattamente come l'impedenza di una linea di trasmissione (calcolata in base ai campi elettrico e magnetico, e non in base alla tensione ed alla corrente) è la medesima qualunque sia il punto scelto in un dato piano, come riferimento per effettuare la misura dei campi.

Nei circuiti accordati funzionanti su frequenze minori, la frequenza di risonanza dipende dai valori di induttanza e di capacità in gioco; tali valori si risolvono a loro volta in un determinato valore di impedenza che, in corrispondenza della frequenza di risonanza, risulta massima nei circuiti risonanti in parallelo, e minima nei circuiti risonanti in serie. Nel caso delle guide d'onda non si può parlare nè di induttanza nè di capacità: le caratteristiche dimensionali di una guida d'onda o quelle di una **cavità risonante**, che prende il posto di un normale circuito accordato nel campo delle microonde, sono quelle che determinano la frequenza di funzionamento, o più precisamente la banda di frequenze, in quanto esiste una frequenza minima ed una frequenza massima entro le quali la guida d'onda può compor-

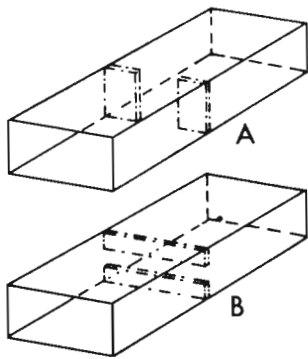



Fig. 10 - Dispositivi di taratura a « finestra », nei confronti del campo magnetico (A), e del campo elettrico (B).

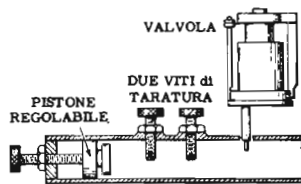



Fig. 11 - Accoppiamento tra la valvola finale di un trasmettitore ed una guida d'onda. L'elemento irradiante, che sporge dalla valvola stessa, penetra per una certa lunghezza nella guida. Questa, a sua volta, viene accordata dai dispositivi o pistone e a vite.

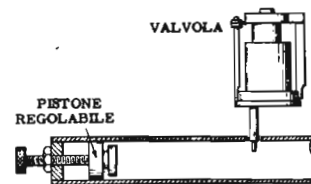



Fig. 12 - Accoppiamento tra una guida d'onda e la valvola di ingresso del ricevitore. E' analogo al precedente, ma, in questo caso, l'elemento della valvola capta il segnale invece di irradiarlo. La taratura può essere solo del tipo a pistone, o più complessa.

tarsi in modo pressochè uniforme. Tuttavia, per effettuare una messa a punto accurata su una determinata frequenza, esistono dei dispositivi di sintonia: essi agiscono in modo completamente diverso da quello in cui agiscono i dispositivi fino ad ora esaminati. La **figura 7** illustra un dispositivo di accordo *a vite*, mediante il quale è possibile variare leggermente le caratteristiche di una guida d'onda, al fine di accordarla su una determinata frequenza. In **A** è visibile la guida d'onda in parte sezionata, ed in **B** è visibile la veduta frontale. Ciascuna delle due viti, allorchè viene più o meno introdotta in seguito alla rotazione del bottone zigrinato esterno, fa in modo che un perno metallico penetri nella guida stessa in direzione parallela al campo elettrico, ed agisca come una piccola antenna. Essa viene eccitata dal campo elettrico che sussiste nella guida d'onda, e — di conseguenza — irradia un segnale. La fase del segnale riflesso può essere alterata variando la lunghezza del perno metallico mediante la rotazione della vite di taratura. Il dispositivo non ha alcun effetto allorchè la sua lunghezza è pari ad un quarto di λ; a partire da tale valore, essa può variare in entrambi i sensi, ossia fino a raggiungere la metà ed oltre della lunghezza d'onda e fino ad assumere valori inferiori a $\lambda : 4$. Il perno metallico diventa inoltre inefficiente quando viene retratto sino ad un certo punto, è cioè a livello della parete interna della guida d'onda: in tal caso, la sua lunghezza può variare in una sola direzione. Da tutto ciò deriva che il doppio dispositivo di sintonia a vite, del tipo illustrato, ha un campo di applicazioni limitato, e che spesso si ricorre all'impiego di un dispositivo triplo, con una distanza tra le viti di regolazione, e quindi tra i perni retrattili, pari a 3/8 di λ.

Un sistema di accordo a doppia vite può essere messo a punto iniziando con entrambi i perni completamente retratti, di modo che le punte si trovino a livello della parete interna della guida d'onda, ossia nella posizione in cui non esercitano alcuna influenza sul funzionamento. A questo punto, uno di essi viene inserito nell'interno della guida agendo sulla relativa vite. Se ciò peggiora la situazione, esso viene retratto, e si prova ad inserire l'altro. Da questo punto, il procedimento di sintonia prosegue, alternando la regolazione tra i due perni, esattamente come avviene allorchè si effettua l'accordo agendo alternativamente sui due compensatori di un trasformatore di M.F.

Un altro metodo di sintonia consiste nell'impiego di **regolatori a pistone**. Sebbene essi vengano impiegati qualche volta con profitto, i dispositivi di questo genere offrono ben pochi vantaggi nei confronti di quelli precedentemente descritti. La **figura 8** ne illustra un esemplare. Come si nota, esso consiste in un tratto di guida d'onda provvisto di un pistone mobile all'interno, la cui posizione può essere variata mediante una vite di regolazione. Il pistone è di materiale conduttore.

Per assicurare un perfetto contatto elettrico tra il pistone e le pareti interne della guida d'onda, ossia per assicurare un completo cortocircuito tra le quattro pareti della guida, esso è provvisto di una fessura perimetrale ad una certa distanza della faccia interna. Tale fessura, allorchè viene *vista* da *B*, si comporta come un breve settore di linea di trasmissione facente capo al cortocircuito che si presenta nel punto *A*. La profondità della fessura viene scelta in modo che questo tratto di linea abbia una lunghezza elettrica effettiva pari ad un quarto della lunghezza d'onda. L'impedenza nel punto *B* — di conseguenza — assume il valore di impedenza infinita di un tratto di linea pari ad un quarto d'onda, cortocircuitata, che si trova in serie con l'impedenza del contatto mobile tra il pistone e le pareti della guida d'onda, a sinistra di *B*.

Anche la distanza *BC* equivale ad un quarto della lunghezza d'onda, e l'impedenza dell'intervallo che sussiste tra il pistone e la parete nel punto **C** è quella di una sezione in quarto d'onda facente capo ad un valore di impedenza che sussiste nel punto *B*.

Dal momento che quest'ultimo valore è sempre grande (a causa dell'impedenza della fessura), l'impedenza nel punto *C* equivale pressochè a zero, indipendentemente dalla bontà di contatto tra pistone e pareti.

Il dispositivo può essere applicato ad una qualsiasi delle pareti della guida d'onda. Quando la giunzione si trova applicata alla parete perpendicolare al campo elettrico viene definita giunzione *E*, e il pistone viene detto *in serie*: l'impedenza di quest'ultimo è in serie rispetto a quella della linea principale. Allorchè invece la giunzione è applicata alla parete perpendicolare al campo magnetico, essa prende il nome di giunzione *H*, ed il pistone viene definito *in parallelo*: l'impedenza di quest'ultimo è in parallelo a quella della linea principale.

La sezione **A** della **figura 9** illustra il caso in cui il

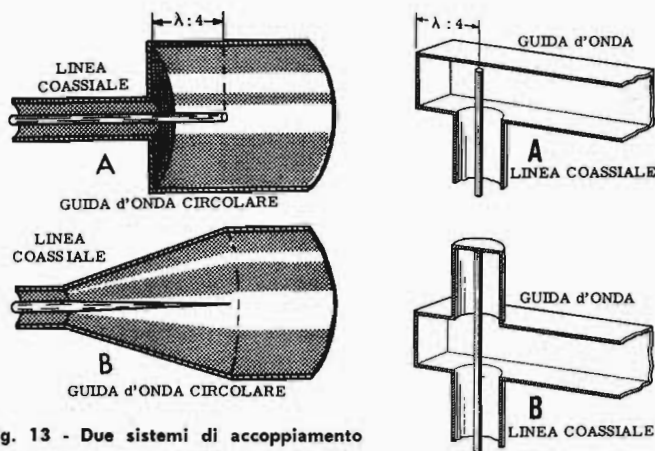



Fig. 13 - Due sistemi di accoppiamento tra una linea coassiale e due tipi di guide.

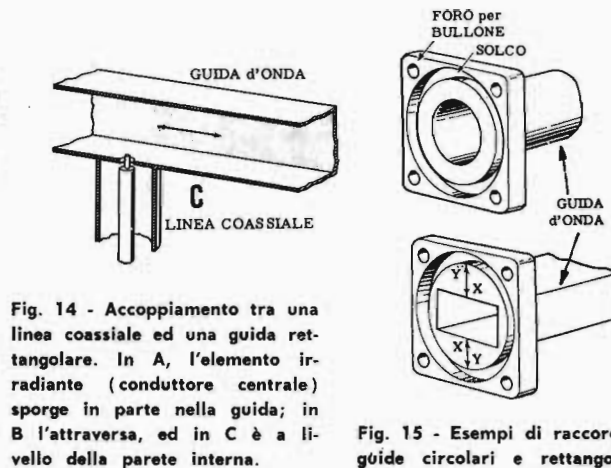



Fig. 14 - Accoppiamento tra una linea coassiale ed una guida rettangolare. In A, l'elemento irradiante (conduttore centrale) sporge in parte nella guida; in B l'attraversa, ed in C è a livello della parete interna.

Fig. 15 - Esempi di raccordi per guide circolari e rettangolari.

dispositivo è applicato con una giunzione di tipo *E*, e la sezione **B** illustra il caso della giunzione di tipo *H*. La prima è di uso più comune.

Un altro dispositivo di sintonia è quello detto **a finestra**. Due dispositivi di questo tipo sono illustrati alla **figura 10**. Dal momento che le due ostruzioni devono essere simmetriche, risulta piuttosto complessa la cotruzione, tuttavia, questo metodo è utile quando le due ostruzioni possono essere regolate a priori.

I dispositivi di sintonia a finestra consistono semplicemente, (vedi figure) di due piastrine di materiale conduttore poste all'interno della guida. Nel caso **A**, esse si trovano nei punti in cui il campo elettrico è relativamente debole, e l'effetto maggiore viene esercitato nei confronti del campo magnetico. Dal momento che il campo magnetico è paragonabile alla corrente rispetto all'impedenza di una guida d'onda, un dispositivo di questo tipo si comporta come un regolatore di corrente, ed è paragonabile ad una *induttanza in parallelo* (che non esercita alcuna influenza sulla tensione) nei riguardi di una linea di trasmissione convenzionale. Nel tipo illustrato in **B**, invece, l'influenza maggiore viene esercitata sul campo elettrico, il che significa che il dispositivo si comporta all'incirca come un *condensatore in parallelo* nei confronti di una linea di trasmissione convenzionale.

RACCORDI, GIUNTI e TERMINALI di GUIDE D'ONDA

Questi dispositivi sono di natura un po' complessa; compiremo comunque un'analisi succinta per chiarirne il principio di funzionamento e di realizzazione.

Accoppiamento tra trasmettitore e sistema di trasmissione a guida d'onda — Il segnale di uscita non è disponibile ai capi di una induttanza così come avviene per le frequenze inferiori, bensì ad un unico elettrodo delle speciali valvole. Il metodo più comune di accoppiamento tra uno stadio di uscita ed una guida d'onda è illustrato alla **figura 11**, ove si nota l'elettrodo irradiante che esce dalla valvola e penetra per una certa lunghezza in una guida d'onda del tipo accordabile con dispositivo a pistone. Le dimensioni della guida d'onda sono predeterminate affinchè essa possa risuonare su una frequenza prossima a quella del segnale. Sia la lunghezza dell'elemento irradiante che la posizione del pistone possono essere regolate per ottenere le caratteristiche più conformi alla frequenza.

La messa a punto viene effettuata in modo da ottenere una distribuzione razionale dei campi elettrico e magnetico, sì che l'energia prodotta possa propagarsi internamente alla guida in modo da percorrerla in tutta la sua lunghezza col minimo di perdite.

Accoppiamento tra guida d'onda e ricevitore — La **figura 12** illustra uno dei più semplici dispositivi di accoppiamento di tale caso. Il sistema è simile a quello ora descritto, e viene trovata anzitutto la posizione migliore del pistone; dopo, si effettua la messa a punto del sintonizzatore in modo che sia corretto l'adattamento di impedenza. La sonda dell'oscillatore locale, è, a volte, regolabile: tuttavia, è normalmente predisposta nella posizione più indicata. Il segnale dell'oscillatore locale viene iniettato in prossimità del sintonizzatore; entrambi i segnali entranti vengono variati nel medesimo modo in seguito alla regolazione del pistone.

Accoppiamento tra linea coassiale e guida d'onda — Si danno due casi: la guida d'onda, alla quale la linea coassiale deve essere accoppiata, può essere a sezione circolare o rettangolare. Nel primo caso, il dispositivo di accoppiamento è illustrato alla **figura 13**. In **A** lo adattamento viene effettuato facendo terminare il conduttore esterno della linea coassiale contro una parete piana che si chiude ad una estremità la guida d'onda: il conduttore centrale, invece, si estende per una certa lunghezza pari ad un quarto della lunghezza d'onda, internamente alla guida, in modo da costituire un elettrodo irradiante che provvede alla emissione del segnale. Nella sezione **B** della figura è illustrato un sistema di adattamento a cono: la linea coassiale termina con un allargamento a cono del conduttore esterno, il quale, ad una certa distanza assume il diametro della guida d'onda. Per tutta l'altezza del tronco di cono si estende, all'interno, il conduttore centrale che provvede all'emissione del segnale.

La **figura 14** illustra tre metodi per accoppiare una linea coassiale ed una guida d'onda a sezione rettangolare. Si tratta sempre di connettere direttamente il conduttore esterno della linea coassiale ad una parete della guida d'onda, e, contemporaneamente, di prolungare il conduttore interno della linea per un certo tratto internamente alla guida. Dalla sezione **A** della figu-

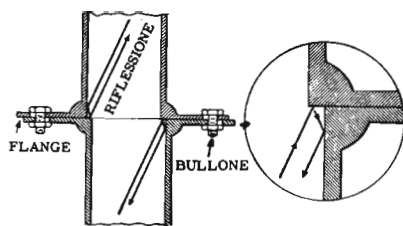



Fig. 16 - Se il giunto non è molto preciso, il gradino tra i due segmenti provoca delle riflessioni parassite che compromettono il funzionamento. A lato, il particolare del gradino riflettente è ingrandito per maggior chiarezza.

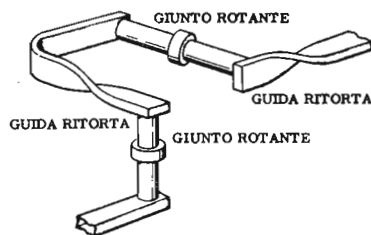



Fig. 17 - Vari tipi di giunti in una guida d'onda, necessari per variare l'orientamento dell'uscita in tutti i sensi possibili. Si notano due giunti rotanti, e due segmenti di guida d'onda ritorta.

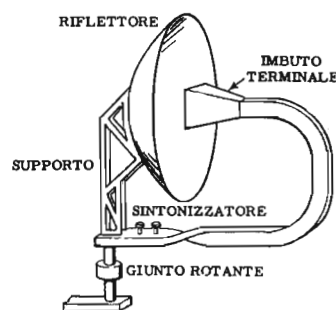



Fig. 18 - Sistema di accoppiamento tra una guida d'onda ed un riflettore parabolico orientabile. Le onde uscenti vengono poi riflesse in avanti.

ra è evidente che la posizione del conduttore centrale che si protende internamente alla guida rispetto alla parete di chiusura della guida stessa ha importanza fondamentale per l'adattamento. E' necessario che la distanza tra elettrodo irradiante e parete di chiusura corrisponda ad un sottomultiplo della lunghezza d'onda; in caso contrario, non si hanno fenomeni di riflessione tali che i segnali riflessi si rinforzino l'un l'altro trovandosi in fase. Le sezioni **B** e **C** illustrano altre due disposizioni.

Accoppiamento tra segmenti di guide d'onda — Può essere necessario dover prolungare una guida d'onda mediante l'aggiunta di segmenti di diversa lunghezza. Per ottenere una buona propagazione, senza compromettere le relazioni di fase tra i segnali riflessi, è necessario l'impiego di speciali giunti (**figura 15**). I due giunti affacciati devono essere costruiti con massima precisione, per evitare che tra la guida d'onda ed il segmento unito, si formi un gradino come da **figura 16**. In tal caso (vedi frecce rappresentanti il segnale in movimento) si otterrebbero riflessioni dannose costringenti il segnale irradiato a tornare verso la direzione di provenienza, invece che propagarsi lungo la guida.

Questi giunti sono normalmente provvisti, (vedi figure) di una flangia esterna con fori per il fissaggio a mezzo di buolloni. La distanza « X - Y » (figura 15), nei casi di campo elettrico molto intenso, viene stabilita in modo da corrispondere ad un quarto della lunghezza d'onda. I giunti — per motivi di adattamento di guida d'onda a complesso irradiante (antenna) — possono anche essere del tipo rotante; grazie alla mobilità di uno di essi rispetto al proprio asse, è possibile estendere il prolungamento della guida d'onda in varie direzioni a seconda delle necessità. L'adattamento delle due flange viene allora effettuato con la possibilità di ruotare una di esse onde trovare la posizione più indicata. Per le stesse ragioni, è necessario a volte torcere una guida d'onda su se stessa, affinchè le due pareti (nel caso della sezione rettangolare) invertano le loro reciproche posizioni. Il caso è illustrato alla **figura 17**, ove si nota che la guida d'onda in basso (accoppiata al segnale) è accoppiata a sua volta con un giunto rotante, indi con una guida d'onda ritorta, indi con un altro giunto rotante connesso a sua volta con un nuovo settore di guida d'onda ritorta che viene, in seguito, collegata al dispositivo di uscita.

Accoppiamento tra guida d'onda ed elemento irradiante — I sistemi per accoppiare con guida d'onda l'uscita di un trasmettitore ad un'antenna direttiva, hanno in comune il fatto di concentrare l'uscita della guida d'onda verso il punto dell'elemento riflettore affinchè quest'ultimo provveda poi ad irradiare l'energia sotto forma di un fascio direzionale. La **figura 18** illustra uno dei casi più comuni. Il segnale proveniente dal generatore, giunge al dispositivo di accoppiamento attraverso la guida d'onda a sezione rettangolare. Da questa, esso è accoppiato ad un giunto rotante, all'uscita del quale si trova un nuovo tratto di guida d'onda rettangolare del tipo ritorto. All'ingresso di tale tratto è installato il dispositivo di sintonia con regolatori a vite. Il segnale che si propaga attraverso quest'ultimo tratto di guida d'onda ricurva a « U », esce dalla guida stessa in un punto in cui è applicato un terminale ad imbuto, che si allarga verso l'esterno. Le caratteristiche dimensionali dell'imbuto, e la sua distanza dalla parabola che costituisce l'elemento riflettente, nonchè le dimensioni di quest'ultima, devono essere calcolate in modo da consentire il massimo rendimento. Il segnale uscente dalla guida d'onda urta contro un punto della parabola e viene riflesso sotto forma di un fascio d'onde altamente direzionale. E' così che tutta l'energia del trasmettitore viene concentrata, e si propaga lungo una linea retta per costituire l'onda diretta di cui si è detto all'inizio della lezione.

VALVOLE per MICROONDE

Come si è detto in altra occasione, le valvole adatte al funzionamento su frequenze superiori a 1.000 MHz, hanno caratteristiche del tutto particolari: abbiamo già fatto un cenno ai « klystron » ed ai « magnetron »: completiamo ora l'argomento con ulteriori dettagli.

Il klystron — Il « klystron » consta di quattro parti: una sorgente del fascio elettronico, un dispositivo che modula *la velocità* del fascio, un cilindro di raggruppamento, ed un anodo che assorbe energia dal fascio elettronico la cui velocità è modulata.

La sorgente consiste in un catodo reso incandescente dal filamento, in una griglia controllo, ed in una griglia acceleratrice. Il compito della griglia controllo, come sappiamo, è di regolare l'intensità della corrente anodica: tuttavia, ad essa non viene applicato, con-

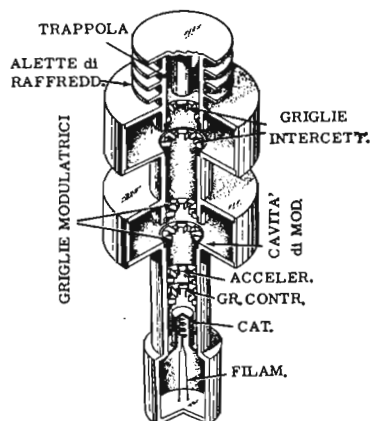



Fig. 19 - Un « klystron » visto in sezione.

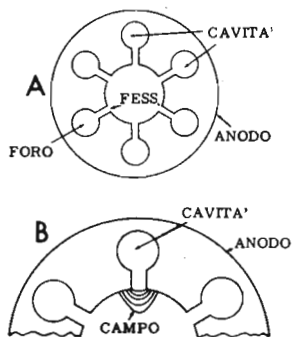



Fig. 20 - In A, aspetto dell'anodo di un « magnetron ». In B sono visibili le linee del campo presente all'ingresso di una cavità.

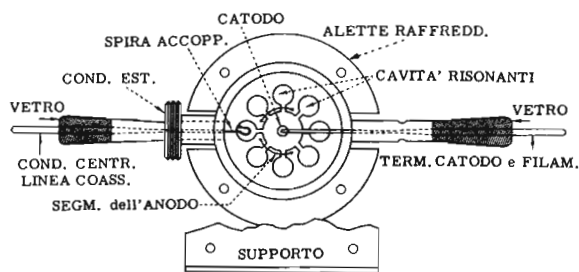



Fig. 21 - Disegno in sezione di un « magnetron ». Le espansioni polari di un magnete vengono applicate alle due superfici, di cui quella superiore visibile in pianta. Le linee di forza sono parallele all'asse dell'anodo.

trariamente al solito, un segnale che si sovrappone alla tensione di polarizzazione. La griglia acceleratrice, come dice il suo nome, accelera il movimento degli elettroni: di conseguenza, si può dire che la velocità *V* viene regolata variando la tensione di questa griglia.

Il cilindro di raggruppamento è un tubo in cui è praticato il vuoto; attraverso tale tubo passa il fascio elettronico. L'anodo è a sua volta una cavità provvista di due griglie come il dispositivo di modulazione della velocità. In pratica, i due dispositivi si assomigliano.

La **figura 19** illustra nei suoi dettagli un « klystron », provvisto di un elettrodo collettore sul quale gli elettroni si depositano dopo aver attraversato gli altri elettrodi. Il catodo è polarizzato con potenziale negativo, e la parte restante della valvola, ad eccezione della griglia controllo, si trova invece ad un potenziale pari a quello di massa. La seconda griglia intercettatrice viene usata spesso come collettore, mentre il primo dispositivo di modulazione della velocità serve come elettrodo acceleratore. Questa valvola può funzionare da amplificatrice, quando assorbe energia a bassi livelli in corrispondenza di un elettrodo, ed eroga energia maggiore in corrispondenza dell'anodo. Se poi una certa quantità di energia viene retrocessa, mediante un breve tratto di cavo coassiale, dall'uscita all'entrata del dispositivo di modulazione, la valvola può produrre oscillazioni.

Esiste un tipo di « klystron » a due cavità, detto « reflex », nel quale l'anodo viene polarizzato con tensione negativa, ed assume il ruolo di elettrodo repulsore.

Il magnetron — Il « magnetron » consiste essenzialmente in un anodo cilindrico, nel quale sono state ricavate una serie di cavità, ed in un magnete permanente. Compito di quest'ultimo è di controllare il percorso degli elettroni, in modo che essi siano costretti a spostarsi in orbite più o meno circolari.

La **figura 20** illustra una delle forme più comuni adottate per l'anodo di un « magnetron » e precisamente quella provvista di fori e di feritoie. In pratica, tutti gli anodi dei « magnetron » si assomigliano: il tipo illustrato è provvisto di 6 cavità, tuttavia, esistono altri tipi nei quali le cavità sono in numero maggiore. In questo tipo di valvola non esiste una griglia; la velocità del fascio elettronico viene modulata ad opera di un magnete permanente, il cui campo si manifesta tra le labbra della fessura che mette in comunicazione l'interno dell'anodo con ogni singola cavità.

Il catodo del « magnetron » viene installato lungo l'asse dell'anodo cilindrico: funziona normalmente a riscaldamento indiretto, ed è connesso direttamente ad uno dei terminali del filamento.

Per la maggior parte, i « magnetron » vengono usati nei circuiti ad impulsi, e l'emissione del catodo durante gli impulsi stessi si approssima ad una intensità di 50 ampère: di conseguenza, si ricorre all'impiego di strati di ossido ad alto coefficiente di emissione. Durante il funzionamento, molti degli elettroni emessi finiscono col tornare al catodo, e l'energia che si sviluppa contribuisce al riscaldamento dello stesso, analogamente a quanto accade nei confronti dell'anodo di una valvola convenzionale, che si scalda per effetto della corrente anodica assorbita. A causa di ciò, la corrente del filamento viene regolata in modo che sia elevata durante il tempo in cui l'apparechiatura viene portata alla temperatura di funzionamento, mentre viene ridotta durante il funzionamento stesso. In alcuni tipi ad alta potenza, il filamento può essere addirittura spento durante l'uso, in quanto gli elettroni catturati dal catodo forniscono ad esso stesso energia sufficiente per mantenerlo alla temperatura necessaria.

Il funzionamento del « magnetron » si basa sul fatto che la direzione degli elettroni viene deviata allorchè essi si muovono rispetto ad un campo magnetico ad angolo retto. Ciò, praticamente, è quanto accade in un comune tubo a raggi catodici del tipo a deviazione elettromagnetica.

Si si eccettuano le cavità presenti nelle pareti dello anodo, il « magnetron » può essere considerato praticamente come un diodo di forma cilindrica, nel quale sussiste un campo magnetico parallelo all'asse. In assenza di tale campo magnetico, il « magnetron » si comporterebbe come un comune diodo; gli elettroni si sposterebbero radialmente dal catodo all'anodo, sviluppando una corrente anodica di valore proporzionale alla tensione anodica applicata. Occorre però tener presente che, a causa delle citate caratteristiche di emissione, il funzionamento di un « magnetron » senza che il magnete sia applicato nella giusta posizione può causare il deterioramento del dispositivo in seguito alla eccessiva corrente anodica che si svilupperebbe. La **figura 21** illustra schematicamente la struttura interna di un « magnetron », del cui funzionamento come oscillatore nella gamma S.H.F. ci occuperemo tra breve.

CIRCUITI RELATIVI alle MICROONDE

Abbiamo testè visto che, tra i componenti impiegati nei circuiti funzionanti su frequenze fino ad un massimo di 1.000 MHz, e quelli funzionanti su frequenze maggiori, esistono notevoli differenze. Sappiamo, ad esempio, che oltre i 1.000 MHz, una linea di trasmissione viene normalmente sostituita con una guida d'onda. Analogamente si può dire per quanto riguarda i circuiti accordati costituiti da induttanza e capacità: i normali componenti (*L* e *C*) necessari per ottenere la sintonia su di una determinata frequenza, vengono sostituiti — nel campo delle microonde — dalle «cavità risonanti», le quali, per le loro caratteristiche dimensionali, consentono l'accordo su di una frequenza piuttosto che su un'altra.

In considerazione di queste differenze, non sorprende il fatto che i circuiti funzionanti con frequenze appartenenti alla gamma delle microonde abbiano pochi punti in comune con quelli funzionanti invece su frequenze minori.

Praticamente, non esistono metodi soddisfacenti per amplificare adeguatamente i segnali aventi frequenze così elevate; di conseguenza, le oscillazioni presenti in uno stadio in cui sono prodotte o ricevute, devono essere applicate direttamente al carico che le utilizza.

Nel caso del trasmettitore, si ha quindi una valvola che oscilla direttamente sulla frequenza di trasmissione (senza cioè alcun processo di moltiplicazione di frequenza), e che, per giunta, deve essere in grado di fornire direttamente la potenza di segnale necessaria per raggiungere la portata voluta.

Nel caso del ricevitore, invece, si ha un normale circuito supereterodina: la sola differenza è che — logicamente — il valore della Media Frequenza risultante dalla conversione, è molto più elevato di quanto si è visto fino ad ora per la ricezione di frequenze minori.

Come accade nei confronti delle frequenze minori, ovviamente, anche queste oscillazioni vengono irradiate e ricevute a distanza. Ci occuperemo separatamente delle due citate funzioni, data la differenza di tecnica relativa.

OSCILLATORI per MICROONDE

Si hanno, per la produzione di oscillazioni su microonde, due soluzioni di massima. L'una o l'altra prevalgono in considerazione della potenza che si desidera ottenere.

In tutti i casi in cui, per frequenze minori, si usa un semplice oscillatore (con o senza stadio separatore), nel campo delle microonde si ricorre, all'uso del «klystron». In genere, la potenza massima ricavabile da un «klystron» è inferiore ad un watt; per questo motivo, tale tipo di valvola viene impiegato nei generatori di segnali campione, nelle apparecchiature di misura in genere, nei trasmettitori a bassa potenza, e come oscillatore locale nei ricevitori supereterodina adatti a tali frequenze.

In tutti quei casi in cui, con frequenze inferiori, si userebbe uno stadio oscillatore seguito da uno o più stadi amplificatori, per ottenere una potenza elevata, nel campo delle microonde si ricorre al «magnetron».

I normali trasmettitori, funzionanti nella gamma delle microonde, con uscita ad alta o media potenza, sono appunto basati sull'impiego dei «magnetron». Un trasmettitore completo consiste infatti in un «magnetron», in un sistema di trasmissione (generalmente del tipo a guida d'onda), in un'antenna, in un dispositivo di alimentazione, ed in un dispositivo di modulazione, mediante il quale si modula l'ampiezza o la frequenza del segnale così prodotto. Da ciò è facile dedurre che il «magnetron» sostituisce — in pratica — l'intero complesso costituito, nei trasmettitori funzionanti su frequenze inferiori, dallo stadio oscillatore propriamente detto, dallo stadio separatore, dal moltiplicatore di frequenza (ad uno o più stadi), dall'amplificatore di tensione, dallo stadio pilota, ed infine dallo stadio finale.

Entrambi i tipi di oscillatori sono analoghi — in ultima analisi — alle valvole termoioniche: la sola differenza consiste nel fatto che tali valvole sono — come abbiamo visto — del tipo a modulazione di *velocità*. Gli elementi interni, infatti, esercitano sulla corrente anodica un'influenza che consente di variare la velocità media degli elettroni che la costituiscono; per contro, in una valvola del tipo fino ad ora noto, non era la velocità, bensì la *quantità* degli elettroni che veniva variata in seguito all'azione esercitata dalla o dalle griglie. In altre parole, non si tratta in questo caso di variare l'itensità della corrente anodica variando opportunamente la tensione di polarizzazione di una griglia, bensì nello sfruttare l'influenza che i campi elettrici e magnetici esercitano sulla velocità di traslazione degli elettroni che formano la corrente anodica, nel loro passaggio da un elettrodo all'altro, internamente alla valvola.

Prima di addentrarci nello studio del funzionamento dei due tipi di valvole ora citati (il «klystron ed il

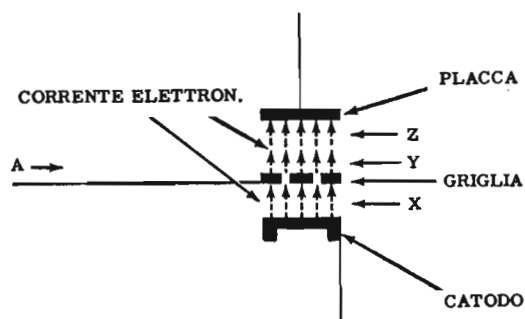



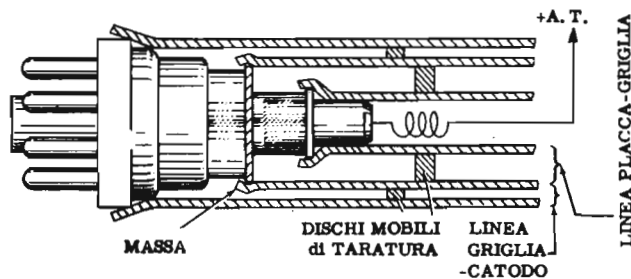
Fig. 1 - Se in un triodo la tensione tra placca e catodo è costante, e la polarizzazione di griglia è tale da impedire una corrente di griglia, l'intensità della corrente anodica è la medesima nelle tre sezioni, indicate rispettivamente con X, Y e Z.

Fig. 2 - Impiego della valvola a « faro » come stadio oscillatore. I circuiti di griglia e di placca sono costituiti da linee coassiali rigide, calettate sulla stessa valvola. Si eliminano così le connessioni esterne. L'anodo è alimentato attraverso una bobina di arresto, opportunamente dimensionata.

«magnetron»), consigliamo al lettore di rivedere quanto detto a suo tempo a proposito della produzione di oscillazioni a frequenza minore: in altre parole, per meglio comprendere i motivi per i quali occorrono, nel campo delle microonde, dispositivi del tutto particolari, è bene conoscere perfettamente i circuiti necessari per la produzione di oscillazioni a frequenze inferiori, nonchè i relativi inconvenienti e le relative limitazioni, specie nei confronti della frequenza stessa.

Abbiamo visto a suo tempo quale enorme importanza abbia il tempo di transito, ossia il tempo impiegato dagli elettroni per trasferirsi dal catodo alla placca di una valvola, agli effetti dell'attitudine da parte della valvola stessa a funzionare su frequenze molto elevate. Riferendoci alla **figura 1**, supponiamo che la tensione presente tra la placca ed il catodo sia costante, come pure quella presente tra la griglia ed il catodo. Supponiamo inoltre che il potenziale negativo di griglia sia tale da impedire qualsiasi passaggio di corrente nel circuito della stessa griglia. In tali condizioni, la corrente di placca raggiunge un valore costante pochi istanti dopo l'applicazione delle due tensioni (di placca e di griglia), e, una volta raggiunto tale valore, il numero degli elettroni che si approssima alla griglia è eguale al numero di elettroni che da essa si allontana.

Supponiamo ora che, ad un tratto, la griglia diventi più positiva (ma non tanto da determinare una corrente di griglia), immediatamente dopo che la corrente anodica abbia raggiunto il suo valore costante. L'intensità della corrente anodica aumenta quasi immediatamente, ossia, nelle regioni indicate con « X » e « Y » nella figura 1, si avrà una quantità maggiore di elettroni in movimento. Ciò nonostante, occorrerà un certo tempo prima che aumenti corrispondentemente l'intensità di corrente nella zona contrassegnata «Z». Questo ritardo è dovuto al fatto che la griglia può, per effetto del suo potenziale rispetto al catodo, provocare l'aumento della corrente circolante solo nelle sue immediate vicinanze. Da ciò si deduce che la corrente che scorre nella zona contrassegnata con «Z» non può aumentare fino allo arrivo, in tale zona, degli elettroni che si staccano dalla griglia, allorchè la tensione di quest'ultimo elettrodo viene variata.

Non appena si è stabilito il nuovo valore della corrente anodica, il numero degli elettroni che si approssimano alla griglia è di nuovo eguale al numero di elettroni che da essa si allontanano. Per contro, poco prima che la nuova corrente anodica si stabilisca, mentre il valore nella zona «Z» è ancora quello originale, nelle zone « X » ed « Y » è invece diverso, per effetto della tensione diversa presente tra griglia e catodo. E' facile dedurre che, se le variazioni della tensione di griglia sono alquanto rapide rispetto al tempo che gli elettroni impiegano per attraversare le zone « X », « Y » e « Z », la corrente anodica non può seguire fedelmente, nelle sue variazioni, quelle della tensione di griglia. In tal caso, è evidente che un segnale applicato alla griglia non può essere riprodotto fedelmente nel circuito di placca, per cui la valvola non risulta adatta al funzionamento su quella determinata frequenza.

Indipendentemente dagli inconvenienti dovuti alla capacità interelettrodica, ed alla relativa necessità di neutralizzazione, questo è uno dei motivi principali per il quale, nel funzionamento con le microonde, si ricorre all'impiego del « klystron » o del « magnetron ». In questi tipi di valvole, (come vedremo meglio tra breve), il tempo di transito perde praticamente la sua importanza. Infatti, ripetiamo, non è l'intensità della corrente che viene variata in funzione delle caratteristiche di ampiezza del segnale, bensì la velocità di spostamento degli elettroni in funzione della frequenza del segnale stesso.

Oscillatore con valvola a faro

Abbiamo già avuto occasione di conoscere, alla lezione 146ª, un tipo di valvola adatta al funzionamento con frequenze superiori a 1.000 MHz: si tratta della valvola cosiddetta a « faro », a causa della sua forma esterna caratteristica, illustrata a pagina 1176 (figura 20). In questo tipo di valvola, data la particolare disposizione e le dimensioni degli elettrodi, nonchè l'elevata tensione anodica, la capacità interelettrodica ed il tempo di transito assumono valori che consentono il funzionamento in una parte della gamma di frequenze di cui ci occupiamo. Vediamo ora alcuni tipi di oscillatori basati sull'impiego di questa valvola, e, successivamente, gli oscillatori impieganti valvole speciali adatte al funzionamento con le sole microonde.

La valvola a faro viene impiegata — generalmente — in un circuito con griglia a massa. L'impedenza tra

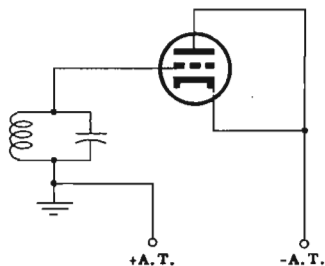



Fig. 3 - Nell'oscillatore « Barkhausen », il catodo e la placca hanno il medesimo potenziale negativo, e la griglia è positiva. Questa — tuttavia — lascia passare alcuni elettroni, i quali oscillano intorno ad essa prima di esserne attratti.

ANODO
PERCORSO degli ELETTRONI OSCILLANTI
CONDUTTORI della GRIGLIA
CATODO

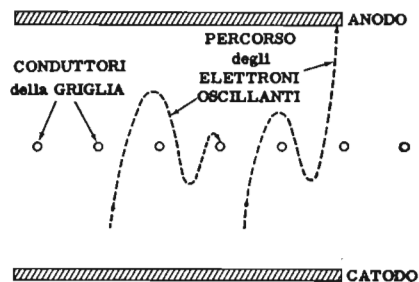



Fig. 4 - Durante il funzionamento, gli elettroni non assorbiti oltrepassano la griglia per inerzia, dopo di che ne vengono ancora attratti, la altrepassano ancora per il medesimo motivo, per poi esserne assorbiti. Essi costituiscono pertanto una nuvola di elettroni che oscillano intorno alla griglia stessa.

la griglia e l'anodo è a caratteristica induttiva, mentre quella che sussiste tra catodo e griglia è a caratteristica capacitiva (regolabile). La capacità presente tra catodo e placca costituisce essa stessa la terza reattanza necessaria per il circuito di reazione, mediante il quale si producono le oscillazioni.

Gli elementi necessari a stabilire la frequenza di funzionamento sono generalmente linee coassiali rigide (vedi **figura 2**). Il conduttore esterno e quello mediano costituiscono la linea griglia-catodo, mentre il conduttore mediano e quello interno costituiscono la linea placca-griglia. Entrambe tali linee, come abbiamo visto a pagina 1176, sono sintonizzabili mediante lo spostamento di dischi di cortocircuito.

Il segnale di uscita viene prelevato tramite una spira di accoppiamento o mediante una sonda (non illustrati), che si estende nello spazio compreso tra i due conduttori concentrici di placca e di griglia.

Questo dispositivo viene usato frequentemente per la produzione di oscillazioni nella gamma più bassa delle microonde, oppure come stadio amplificatore nei ricevitori funzionanti su tali frequenze.

Oscillatore « Barkhausen »

Questo tipo di oscillatore, il cui nome deriva da quello dell'inventore, funziona anch'esso con valvole analoghe a quelle convenzionali, ben note al lettore. Esso non è di impiego comune, ma viene tuttavia citato grazie alla sua analogia, come vedremo, col tipo di circuito basato sull'impiego del « klystron ».

Consideriamo un triodo convenzionale, polarizzato in modo che la placca ed il catodo abbiano il medesimo potenziale, mentre la griglia ha, rispetto a questi ultimi, un potenziale positivo, (vedi **figura 3**). Gli elettroni emessi dal catodo verranno attratti, ovviamente, dalla griglia positiva. Questa, tuttavia, è costituita da spire molto sottili, aventi tra loro una distanza relativamente notevole, per cui buona parte degli elettroni riesce a passare negli spazi liberi. Dopo aver oltrepassato la griglia, gli elettroni continuano ad esserne attratti, grazie al suo potenziale più positivo di quello dell'anodo, per cui essi invertono la loro direzione, e tornano a dirigersi verso la griglia stessa.

E' quindi intuitivo che, intorno a questo elettrodo, viene a formarsi una nuvola di elettroni, i quali oscillano passando ripetutamente attraverso il piano da esso individuato, come illustrato alla **figura 4**. Non appena detti elettroni vengono — per così dire — catturati dalla griglia, altri elettroni, provenienti dal catodo, prendono il loro posto.

Come sappiamo, gli elettroni che si approssimano alla griglia costituiscono una corrente verso tale elettrodo, mentre quelli che se ne allontanano costituiscono una corrente che può essere considerata come da esso proveniente. Si ha perciò la presenza di correnti oscillanti con tutte le fasi possibili, a livello della griglia. La frequenza di tali oscillazioni, che equivale al doppio di quella con la quale oscillano gli elettroni, viene determinata dalla tensione applicata agli elettrodi, e dalla distanza che tra essi intercorre. La frequenza è doppia di quella delle oscillazioni degli elettroni, in quanto la direzione della corrente si inverte ben quattro volte durante ogni ciclo di oscillazione di ciascun elettrone, e precisamente una volta in corrispondenza dei termini dello spostamento, e due volte in corrispondenza del punto intermedio, ossia quando gli elettroni passano attraverso la struttura della griglia.

Supponiamo ora che una tensione a corrente alternata, avente la medesima frequenza della corrente oscillatoria, venga sovrapposta al potenziale positivo a corrente continua che polarizza la griglia.

Quegli elettroni che si approssimano alla griglia durante il semiperiodo positivo della tensione alternata applicata, e che da essa si allontanano durante il periodo negativo, creano delle correnti resistive che *assorbono* energia dal generatore che alimenta la griglia stessa. In altre parole, la corrente associata al movimento di detti elettroni scorre verso la griglia durante i semiperiodi positivi della tensione di polarizzazione, e si allontana da essa durante i semiperiodi negativi.

D'altro canto, gli elettroni che oscillano con uno sfasamento di 180° rispetto ai primi, forniscono energia alla griglia, in quanto le correnti relative si allontanano da essa durante i semiperiodi negativi. Tali elettroni — di conseguenza — *forniscono* invece energia al generatore che alimenta la griglia.

Consideriamo innanzitutto cosa accade ad uno degli elettroni che forniscono energia alla griglia. Durante un semiperiodo positivo della tensione di polarizzazione, esso si allontana dalla griglia; viceversa, durante il semiperiodo negativo (successivo), si dirige verso questa

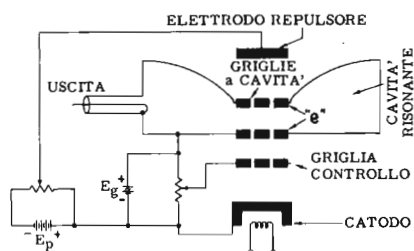



Fig. 5 - Rappresentazione schematica di un « klystron reflex ». Si hanno due griglie a cavità, e la placca, polarizzata con tensione negativa, respinge gli elettroni.

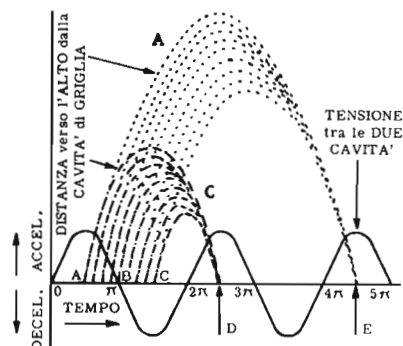



Fig. 6 - Movimento degli elettroni in un « klystron reflex »; la tensione alternata presente tra le griglie provoca successive accelerazioni degli elettroni (modulazione di velocità). D ed E sono i punti di arrivo.

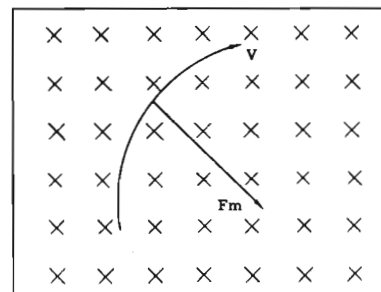



Fig. 7 - La forza magnetica (Fm) esercitata su di un elettrone è perpendicolare sia alla direzione del campo, che alla variazione di moto dell'elettrone stesso (V).

ultima. Di conseguenza, esso viene fortemente attratto quando si allontana dalla griglia, e debolmente quando si avvicina ad essa. La forte attrazione che esso subisce mentre se ne allontana, gli impedisce di sfuggire dalla zona che circonda la griglia stessa, e, d'altra parte, la debole attrazione che subisce successivamente, impedisce che esso venga catturato immediatamente. Per questo, l'elettrone continua ad oscillare per un tempo relativamente lungo.

Nei confronti degli elettroni che assorbono energia dal generatore che alimenta la griglia, accade esattamente il contrario. Essi vengono catturati immediatamente dalla griglia, e viceversa, possono allontanarsi dallo spazio che la circonda nel semiperiodo successivo. Da tutto ciò è facile dedurre che gli elettroni che forniscono energia alla griglia continuano ad oscillare per un tempo più lungo che non gli altri.

Nel circuito illustrato alla figura 3, qualsiasi momentanea discordanza tra le correnti oscillatorie della griglia determina la presenza di oscillazioni nel circuito risonante *LC*. Questo — a sua volta — fornisce una tensione alternata alla griglia, che provoca la fuoruscita di alcuni elettroni dallo spazio circostante ad essa, come ora detto. Di conseguenza, la nuvola di elettroni oscillanti che la circonda continua a fornire impulsi di energia al circuito risonante esterno, mantenendo così le oscillazioni: tali oscillazioni, che come abbiamo visto sono indipendenti dal tempo di transito e dalla capacità interelettrodica, possono avere una frequenza superiore a 1.000 MHz, ossia possono appartenere alla gamma delle microonde.

Il « KLYSTRON » COME OSCILLATORE

La valvola denominata « klystron », descritta alla lezione precedente, nella quale è presente una cavità risonante che funziona da circuito accordato, e con la quale è possibile generare segnali la cui frequenza è compresa nella gamma delle microonde, viene anche definita col nome di « klystron reflex », quando in essa sono presenti due diverse cavità per la modulazione di velocità della corrente anodica. In tal caso, l'effetto « reflex » si manifesta a causa della reciproca influenza della cavità risonante, e delle griglie modulatrici di velocità, nei confronti della corrente di elettroni.

Nei confronti della **figura 5**, che illustra schematicamente un circuito oscillatore a « klystron », è opportuno fare alcune importanti considerazioni: nella maggior parte degli oscillatori, le oscillazioni sono provocate da una certa irregolarità nel passaggio della corrente, come ad esempio il transitorio che deriva dall'improvvisa applicazione della tensione anodica alla valvola, o dall'aumento graduale della corrente anodica, mano a mano che il catodo raggiunge la temperatura di funzionamento. Tenendo presente questo particolare, supponiamo che le oscillazioni siano già presenti nelle cavità risonanti di un « klystron »: in tal caso, è evidente che occorre la dissipazione di una certa quantità di energia affinchè tali oscillazioni continuino a sussistere.

Durante le oscillazioni, tra le due griglie a cavità si manifesta una certa tensione ad Alta Frequenza, *e*. In seguito a ciò, il campo elettrico che sussiste tra dette griglie si inverte di polarità due volte durante ogni ciclo completo.

Nel momento in cui gli elettroni si approssimano alle griglie, la corrente che essi costituiscono è uniforme. Il tempo da essi impiegato per percorrere la piccola distanza interposta tra le griglie è breve nei confronti della durata di una oscillazione. Gli elettroni che entrano in tale spazio nell'istante in cui *e* è zero, non incontrano alcun campo elettrico alternato, per cui passano tutti con la medesima velocità. Quelli invece che entrano nello spazio interposto negli istanti in cui la tensione ad Alta Frequenza *e* rende la griglia inferiore *positiva* rispetto a quella superiore, incontrano un campo elettrico che tende ad imprimere loro una certa accelerazione. L'ammontare di tale accelerazione dipende dall'ampiezza della tensione *e*. Per contro, gli elettroni che entrano nello spazio durante il semiperiodo successivo, quando cioè la tensione *e* rende la griglia inferiore *negativa* rispetto a quella superiore, subiscono invece una decelerazione.

Le variazioni di velocità dovute alle successive accelerazioni e decelerazioni sono di piccola entità nei confronti della velocità originale. Gli elettroni che subiscono la maggiore accelerazione si muovono più rapidamente verso la placca (elettrodo repulsore), prima di essere respinti verso la direzione di provenienza, mentre quelli che subiscono la maggiore decelerazione tornano indietro prima di avvicinarsi di molto all'elettrodo repulsore. Ne deriva che gli elettroni che torna-

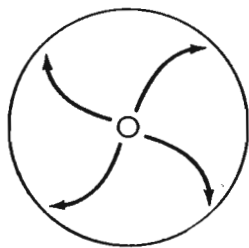



Fig. 8-A - Con una data polarità del campo (perpendicolare alla pagina), la deflessione ha luogo in una direzione corrispondente: nel caso illustrato, in senso orario.

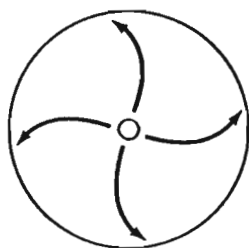



Fig. 8-B - Invertendo la polarità del campo magnetico applicato, si inverte anche la deflessione degli elettroni, che, in questo caso, si manifesta in senso antiorario.

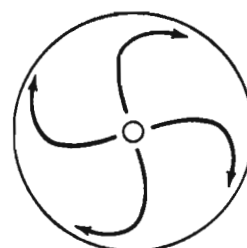



Fig. 8-C - Aumentando l'intensità del campo magnetico, o diminuendo la tensione tra placca e catodo, aumenta proporzionalmente l'ammontare della deviazione degli elettroni.

no alle griglie cave arrivano — per così dire — a salti.

La **figura 6** illustra la posizione degli elettroni nella valvola, corrispondente a vari istanti del tempo di transito. La posizione corrispondente alla tensione *e* pari a zero, è a meta strada tra le due griglie. L'elettrone *A*, che arriva quando *e* è positiva, viene accelerato, e si dirige rapidamente verso l'elettrodo repulsore prima di tornare indietro. L'elettrone *B* non viene disturbato, e l'elettrone *C* — invece — subisce una decelerazione, per cui torna indietro dopo un breve percorso verso l'alto.

Nella figura, tali elettroni — e quelli che passano negli istanti intermedi — vengono rappresentati in moda da arrivare alle griglie nel medesimo istante. Ciò costituisce la condizione ideale. Dal momento che essi vengono emessi con una corrente costante, non è difficile comprendere che la corrente di ritorno alle griglie varia in velocità alla frequenza delle oscillazioni. E' proprio per questo motivo che il funzionamento di questo tipo di valvola viene definito « a modulazione di velocità ». L'attributo « reflex » deriva invece dal fatto che gli elettroni invertono la loro direzione, e percorrono due volte lo spazio interposto tra gli elettrodi.

Durante il ritorno degli elettroni, il campo elettrico determinato dalla tensione *e* esercita di nuovo la sua influenza su di essi: poichè il movimento è in direzione opposta a quella precedente, la velocità diminuisce quando *e* è positiva, ed aumenta quando questa tensione è invece negativa.

Sappiamo già che un elettrone accelerato da un campo elettrico subisce un aumento della sua energia cinetica, e che questo aumento di energia viene prelevato dal campo stesso. D'altro canto, se viene decelerato, esso cede una certa quantità di energia al campo elettrico; per il massimo trasferimento di energia, l'istante di arrivo deve corrispondere esattamente a quello in cui *e* ha il massimo valore positivo.

A questo punto è istintivo chiedersi da dove provenga questa energia: abbiamo ora visto che, se la corrente elettronica proveniente dal catodo è uniforme, alcuni elettroni vengono accelerati, ed altri decelerati. In media, il numero degli elettroni che assorbono energia dal campo, e quello degli elettroni che invece ne cedono, si equivale. Ne deriva che l'ammontare netto di energia tolta dal circuito oscillante è minimo. L'energia cinetica media di un elettrone è quella ad esso fornita dalla tensione a corrente continua (anodica). Di conseguenza, l'energia viene prelevata dalla sorgente di tale tensione, e ceduta al campo elettrico alternato ad Alta Frequenza. Questo è il motivo per cui le oscillazioni si protraggono nel tempo.

Il « MAGNETRON »

La teoria di funzionamento di un « magnetron » è basata sul movimento degli elettroni in presenza di campi magnetici e di campi elettrici. Una delle principali caratteristiche che lo distinguono dal « klystron », e che abbiamo messo in evidenza, risiede nel fatto che esso viene impiegato esclusivamente per la produzione di oscillazioni a microonde (S.H.F.) a media ed alta potenza, e mai come stadio amplificatore.

Come sappiamo, la legge che governa il movimento degli elettroni in un campo elettrico stabilisce che la forza esercitata su di essi da quest'ultimo è proporzionale all'intensità del campo stesso, e che la direzione della forza esercitata è opposta a quella di detto campo. In altre parole, gli elettroni tendono a muoversi dalle zone a basso potenziale verso quelle ad alto potenziale.

La legge che governa invece il movimento degli elettroni in un campo magnetico stabilisce che la forza su di essi esercitata è ad angolo retto sia rispetto al campo stesso che rispetto alla loro direzione di moto. La direzione della forza è tale che l'elettrone risulta muoversi in senso orario se lo si osserva in direzione del campo magnetico, come illustrato alla **figura 7**: in questa rappresentazione grafica, si suppone che detto campo magnetico sia diretto verso il piano della pagina. Si noti che se un elettrone si trovasse in posizione statica (fermo) in un campo magnetico, non verrebbe da questo influenzato.

La **figura 8** illustra gli effetti di un lieve campo magnetico applicato durante il funzionamento. Si noti che il percorso degli elettroni viene curvato sempre in una medesima direzione (dipendente dalla polarità del campo, il quale è perpendicolare al piano della pagina). Se la polarità viene invertita, la deflessione del corso degli elettroni muta direzione, come si nota confrontando le sezioni **A** e **B** della figura. Se si applica un campo magnetico più intenso, o una tensione inferiore tra catodo e anodo, si ottiene una maggiore curvatura del percorso

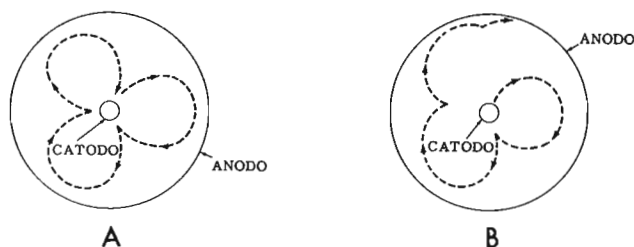



Fig. 9 - In A, percorso teorico degli elettroni, corrispondente a determinate relazioni tra intensità di campo e tensioni applicate tra placca e catodo. In B, alterazione che si verifica in pratica, per la reciproca repulsione degli elettroni, ed a causa della presenza degli effetti delle cavità dell'anodo.

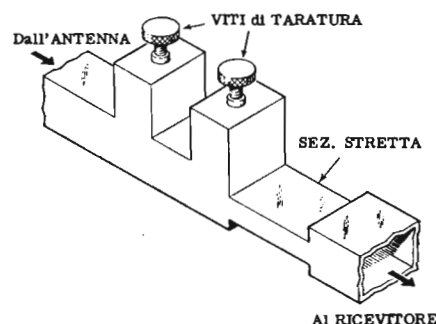
Fig. 10 - Per la preselezione del segnale di ingresso, oltre ai dispositivi di accordo a vite, si ha, in serie alla guida d'onda, un tratto a sezione inferiore, che oppone maggiore impedenza alle frequenze da scartare

degli elettroni, come illustrato nella sezione **C** della figura. Se esistono relazioni esatte tra le intensità del campo magnetico e la tensione applicata tra il catodo e l'anodo, il percorso degli elettroni assume una forma analoga a quella illustrata alla **figura 9-A**. In realtà, l'espressione grafica è esclusivamente teorica, in quanto non tiene conto di tutte le interazioni tra gli elettroni, nonchè dell'effetto dovuto alla presenza delle cavità. In pratica, le collisioni tra gli elettroni stessi turbano l'andamento regolare dei loro percorsi, i quali vanno dal catodo all'anodo, e da questo ritornano al catodo. Accade sempre che una parte di essi riesca a raggiungere l'anodo come indicato nella sezione **B** della figura.

Sebbene sia possibile ottenere diversi percorsi della corrente anodica con qualsiasi tensione anodica (se si usa un adeguato campo magnetico) o con qualsiasi campo magnetico (se si usa una adeguata tensione anodica), la possibilità che si manifestino delle oscillazioni (ossia un trasferimento di energia dagli elettroni alle cavità) dipende dalle relazioni che intercorrono tra la velocità degli elettroni, che è funzione della tensione anodica, la distanza tra le cavità, e la frequenza di risonanza di queste ultime. Di conseguenza, il « magnetron » oscilla soltanto in corrispondenza di una gamma relativamente ristretta di intensità del campo magnetico, e di ampiezza della tensione anodica.

IMPIANTI di IRRADIAZIONE S.H.F.

Come si è detto, il « klystron », il quale può essere usato sia come oscillatore che come amplificatore, viene impiegato per la produzione di oscillazioni di frequenza superiore a 1.000 MHz; ove necessario, tali oscillazioni possono essere successivamente amplificate mediante l'aggiunta di altri stadi (sempre del medesimo tipo, ma esenti da dispositivi di reazione). Tale impiego tuttavia, date le basse potenze ottenibili, è limitato ad apparecchiature sperimentali, ai generatori di segnali, ed agli strumenti di misura. Ove invece occorra una notevole potenza, si ricorre all'impiego del « magnetron », il quale — ripetiamo — può funzionare solo come oscillatore.

L'utilizzazione delle oscillazioni prodotte dal « magnetron », come pure quelle provenienti da un « klystron », viene attuata eccitando una guida d'onda o una linea coassiale, così come indicato alla figura 11 della lezione precedente. Ovviamente, la guida d'onda deve essere dimensionata in modo tale da risuonare perfettamente sulla frequenza dei segnale.

Per quanto riguarda l'irradiazione, abbiamo visto che, all'estremità della guida d'onda, è connessa una bocca di uscita, generalmente a forma di tronco di piramide (per guide d'onda rettangolari), o di tronco di cono (per guide d'onda circolari), la quale invia le microonde al centro di un riflettore parabolico, anch'esso opportunamente dimensionato, che — a sua volta — provvede all'irradiazione. A volte, per determinate gamme di frequenza, al centro dell'elemento riflettente (parabola), viene installato un piccolo dipolo, che viene eccitato direttamente dalle onde provenienti dalla guida. Questo, indirettamente, eccita la parabola, che riflette verso lo spazio antistante il fascio d'onde direzionale, così come accade per le U.H.F.

Le antenne usate in S.H.F. sono sempre del tipo a parabola, in quanto, data la caratteristica di propagazione di tali frequenze, è necessaria — ripetiamo — la concentrazione in un fascio sottile, tale cioè da consentire la propagazione in un'unica direzione col massimo dell'energia disponibile. Vediamo ora come le microonde possano essere ricevute.

RICEVITORI per S.H.F.

E' stato messo in rilievo, all'inizio della lezione precedente, che uno dei principali vantaggi delle microonde nei confronti delle frequenze inferiori è costituito dalla notevole ampiezza di banda utilizzabile che è possibile ottenere con difficoltà relativamente ridotte. Nelle apparecchiature di telecomunicazioni funzionanti nelle gamme delle S.H.F., l'aumento dell'ampiezza di banda disponibile consente un aumento del numero di canali (emittenti) che può essere compreso in una data gamma di frequenze. I ricevitori funzionanti su tali gamme sono simili ai ricevitori « radar », che vedremo tra breve. Essi sono sostanzialmente abbastanza semplici, ma in compenso sono piuttosto complesse le apparecchiature ad essi associate. Ciò deriva dal fatto che i dispositivi di accordo, per la separazione dei canali, non sono di così facile realizzazione così come lo sono per le frequenze inferiori.

In linea di massima, i ricevitori sono del tipo a supe-

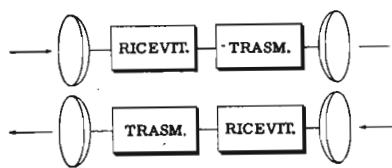



Fig. 11-A - Nelle stazioni intermedie a due vie, si usano a volte quattro antenne. Ciascuna coppia riceve in una direzione, ed irradia in un'altra.

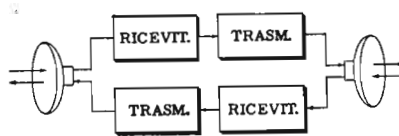



Fig. 11-B - A volte — invece — si preferisce adottare due sole antenne, ciascuna delle quali riceve su una frequenza e trasmette su un'altra. contemporaneamente.

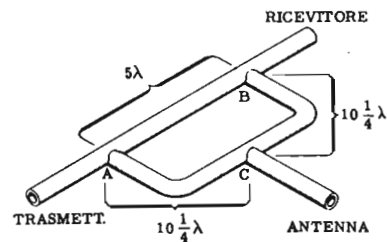



Fig. 12 - Esempio di connessione ibrida. In pratica, si tratta di distribuire le lunghezze dei conduttori in modo da consentire il passaggio di ogni segnale in una sola direzione.

reterodina, ed è sempre preferibile applicare un dispositivo di pre-selezione che preceda lo stadio convertitore; ciò in quanto può verificarsi un'interferenza a causa della presenza, a breve distanza, di un trasmettitore funzionante su una lunghezza d'onda prossima a quella di ricezione.

In pratica, si adottano — sia pure con metodi diversi — i medesimi provvedimenti relativi all'aumento di selettività di un comune ricevitore. Si fa cioè in modo che il ricevitore possa funzionare su una sola delle frequenze in arrivo, eliminando quelle la cui ricezione non è desiderata.

Nei ricevitori funzionanti sulla gamma più bassa delle microonde, si usano spesso due stadi di pre-selezione. Nelle gamme più elevate — invece — in corrispondenza delle quali non è possibile effettuare una vera e propria amplificazione di Alta Frequenza (mediante stadi pre-selettori), tale compito viene assolto da filtri (ossia cavità risonanti), del tipo a banda stretta. Tali cavità possono essere sintonizzate esattamente sulla frequenza di funzionamento, od inserite lungo la guida d'onda attraverso la quale il segnale in arrivo giunge al ricevitore propriamente detto. La **figura 10** illustra un secondo metodo: si tratta di una guida d'onda (del tipo connesso ad una estremità all'antenna ricevente, ed all'altra al ricevitore), lungo la quale sono presenti due dispositivi di accordo a vite, seguiti da una cavità risonante avente dimensioni diverse da quelle della linea di cui fa parte. In tal caso, l'intera linea di trasmissione (a guida d'onda), costituisce un cattivo adattamento agli effetti dei segnali aventi una frequenza diversa da quella che si desidera ricevere, e perciò raggiunge lo scopo.

Se, per aumentare la selettività, si desidera eliminare una determinata frequenza, corrispondente ad un segnale che interferisce nella ricezione, si può provvedere mediante una serie di accordi a vite. Uno di essi viene regolato in modo da apparire come un cortocircuito della guida d'onda nei confronti del segnale da respingere, per cui questo viene completamente riflesso verso la direzione di provenienza. Gli altri dispositivi di accordo vengono invece regolati in modo da evitare la riflessione della frequenza che si desidera ricevere.

Come si è detto all'inizio, le comunicazioni su microonde sono limitate alle stazioni intermedie (dette stazioni « relais »), che hanno il compito di ricevere e ritrasmettere segnali di una data emittente, consentendo la ricezione anche nelle zone in cui le caratteristiche di propagazione la impediscono. Tali stazioni possono essere del tipo a due vie (funzionanti nei due sensi, ossia — ad esempio — ricevendo da Nord e trasmettendo verso Sud, e viceversa, nei confronti di due emittenti di cui una a Nord e una a Sud). In tal caso, vengono normalmente impiegate quattro antenne, come si nota alla **figura 11-A**. Esistono tuttavia dei casi in cui può essere conveniente il funzionamento con due sole antenne, come in figura 11-**B**. In tali condizioni, è necessario adottare per dette antenne delle connessioni cosiddette *ibride*, e ciò per evitare che il segnale di uscita di uno dei due trasmettitori venga ricevuto direttamente dal ricevitore il cui ingresso fa capo alla medesima antenna.

La **figura 12** illustra un esempio tipico di connessione di questo genere. Le dimensioni effettive non hanno molta importanza, e, non appena se ne sarà compreso il funzionamento, sarà chiaro che qualsiasi dimensione può essere adatta, purchè la distanza tra A e B sia un multiplo esatto della lunghezza d'onda, e le distanze AC e BC siano anch'esse un multiplo esatto della lunghezza d'onda, più 1/4 della lunghezza stessa (sebbene AC e BC non debbano essere necessariamente eguali tra loro).

Consideriamo il percorso tra il trasmettitore e l'antenna relativa: i segnali possono passare direttamente da A a C, come pure possono passare attraverso B. La lunghezza del percorso più breve equivale a 10 e 1/4 volte la lunghezza d'onda, mentre quella del percorso più lungo equivale a 15 e 1/4 λ. Di conseguenza, i segnali provenienti da A arrivano tramite i due percorsi al punto C in fase tra loro, in quanto uno di detti percorsi è più lungo dell'altro, esattamente di 5 lunghezze d'onda.

La medesima cosa si verifica nei confronti del percorso compreso tra l'antenna ed il ricevitore. Tuttavia, il percorso diretto tra A e B ammonta a 5 lunghezze d'onda, e quello che passa attraverso a C equivale a 20 volte e mezza la lunghezza d'onda. La differenza tra i due percorsi ammonta quindi a 15,5 volte « lambda », per cui i segnali che arrivano nel punto B attraverso i due percorsi si eliminano a vicenda, essendo tra loro sfasati di 180°.

Un sistema di connessione ibrida consente quindi lo

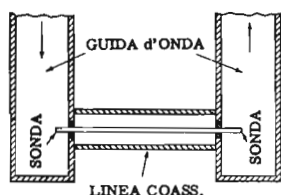



Fig. 13-A - Principio della valvola ad onda progressiva. Si considerino due guide d'onda, unite tra loro da una linea coassiale. Il conduttore interno penetra nelle due guide.

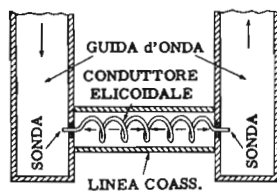



Fig. 13-C - Aggiungendo un cannone elettronico a sinistra, ed un anodo a destra, si ottiene una valvola ad onda progressiva. Le finestre consentono di praticare il vuoto, e lasciano passare le onde.

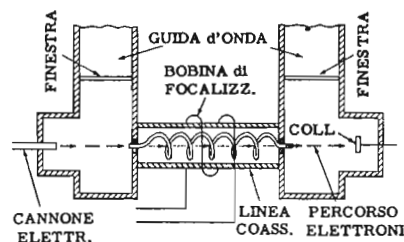



Fig. 13-B - In questo caso, il conduttore interno della linea coassiale ha un andamento elicoidale. La corrente crea un campo magnetico all'interno, indicato dalle frecce.

impiego di un'unica antenna con un trasmettitore ed un ricevitore, contemporaneamente, e senza alcun pericolo di interferenze. L'unico inconveniente consiste nel fatto che una parte dell'energia del segnale ricevuto trova la strada libera per arrivare al trasmettitore, ove è del tutto inutile pervenga. Tuttavia, in determinate condizioni, ciò non compromette completamente il vantaggio dell'impiego di una sola antenna.

VALVOLE ad ONDA PROGRESSIVA

Un tipo di valvola relativamente nuovo, e di uso non molto comune, è quello detto ad **onda viaggiante** o **progressiva**, mediante il quale è possibile una certa amplificazione ad Alta Frequenza nel campo delle microonde. Il funzionamento di questa valvola può essere compreso osservando la **figura 13**. In **A** sono illustrate due sezioni di guida d'onda unite tra loro da un segmento di cavo coassiale. A causa delle perdite relativamente elevate che si verificano nel tratto coassiale, si tratta di un dispositivo di scarso impiego. Il tratto coassiale termina, ad ogni estremità, con una sonda, una delle quali viene eccitata dalla guida d'onda di sinistra, mentra l'altra eccita — a sua volta — la guida d'onda di destra. In **B** è illustrato il medesimo dispositivo con una leggera modifica al conduttore interno del tratto coassiale, il quale ha, in tal caso, una forma a spirale. Tale forma, determinando una certa induttanza, fa sì che il segnale che percorre tale conduttore si sposti molto più lentamente che non se esso fosse diritto come in A.

Tra i due conduttori, interno ed esterno, esiste un campo elettrico, che, naturalmente, non differisce da quello che sussiste in qualsiasi altra linea coassiale. A causa della forma elicoidale del conduttore interno, inoltre, esiste un campo longitudinale, parallelo all'asse della linea, ed interno alle spire, contemporaneamente al campo normale. Il campo longitudinale è indicato nella figura 13-B dalle frecce tratteggiate.

La sezione **C** illustra una valvola completa del tipo ad onda viaggiante. In essa, le due guide d'onda laterali sono state modificate con l'aggiunta di due finestre di vetro, che non impediscono il passaggio del segnale ma che consentono di praticare il vuoto internamente alla parte sottostante della guida d'onda, in cui sono inserite. In aggiunta, è stato inserito un « *cannone elettronico* » nella guida sinistra, e, nella guida di destra, è stato installato un elettrodo *collettore*. Grazie alla presenza di tali dispositivi, è possibile far passare un fascio elettronico lungo l'asse della linea coassiale, internamente alla spirale. E' stato aggiunto esternamente un solenoide (bobina di focalizzazione), che ha il compito di controllare il passaggio degli elettroni. Il funzionamento consiste nel fatto che gli elettroni si spostano lungo la linea coassiale con una velocità maggiore di quella con cui il segnale percorre la linea costituita dal conduttore a spirale e da quello interno. A causa di ciò, l'intero dispositivo funziona in modo analogo al « klystron », nel quale — come sappiamo — avviene un processo di modulazione della velocità degli elettroni. In altre parole, la parte del conduttore elicoidale che si trova più prossima al cannone elettronico — ossia la parte alimentata dalla guida d'onda — modula in velocità la corrente elettronica. La parte restante della spirale riceve energia dal fascio, esattamente come ne ricevono le cavità del « klystron », opponendosi al passaggio degli elettroni e facendo in modo che essi compiano un lavoro contro il campo di decelerazione.

La conseguenza è che a questo lato del conduttore a spirale viene fornita energia così che l'ammontare della energia fornita alla guida d'onda destra è maggiore di quella assorbita dalla guida sinistra.

Il vantaggio maggiore consiste nel fatto che non esistono parti risonanti, per cui è possibile ottenere ampiezze di banda maggiori di 200 MHz. Per questi motivi, tale tipo di valvole consente una notevole semplificazione delle apparecchiature funzionanti su microonde (specie per la ricezione), che possono avvantaggiarsi dell'amplificazione di segnali deboli, aumentando così la sensibilità dei ricevitori e, di conseguenza, la portata utile dei trasmettitori.

Da quanto detto fino ad ora, appare evidente l'enorme differenza tra la tecnica delle microonde e quella delle frequenze inferiori, sia dal punto di vista dello impiego, che da quello dei componenti usati nelle apparecchiature relative. Un'altra notevole differenza consiste nel fatto che, nel campo delle S.H.F., il fattore stabilità di frequenza non può più essere assicurato grazie all'impiego di un cristallo di quarzo. Tuttavia, la solidità che caratterizza le cavità risonanti e le guide d'onda, nonchè le valvole speciali impiegate, è tale da assicurare una certa insensibilità alla temperatura.

DOMANDE sulle LEZIONI 148ª e 149ª

N. 1 —
Quale è il principale vantaggio derivante dall'impiego delle microonde?

N. 2 —
Per quale motivo, nella propagazione delle microonde, viene sfruttata quasi esclusivamente l'onda diretta?

N. 3 —
In quale caso si ha, da parte di un ostacolo, la massima riflessione del segnale S.H.F. in una data direzione?

N. 4 —
Quali sono i fattori che intervengono agli effetti della velocità di propagazione delle microonde?

N. 5 —
Cosa si intende per « guida d'onda »?

N. 6 —
In una guida d'onda, quale è la direzione di propagazione che viene normalmente sfruttata nell'impiego pratico di tale dispositivo?

N. 7 —
Quali sono i due fenomeni che determinano il percorso di un'onda all'interno della guida, nei cofronti delle pareti?

N. 8 —
Quali sono i vantaggi delle guide d'onda nei confronti delle linee coassiali?

N. 9 —
Da che cosa è data l'impedenza di una guida d'onda in un dato punto?

N. 10 —
Quanti e quali sono i dispositivi di accordo di una guida d'onda?

N. 11 —
Per quale motivo, una valvola di tipo normale non può funzionare con frequenze superiori a 1.000 MHz?

N. 12 —
Quale differenza sostanziale sussiste tra una valvola normale, e le valvole adatte all'impiego con le S.H.F.?

N. 13 —
Quale differenza sussiste tra il « klystron » normale, ed il « klystron reflex »?

N. 14 —
Qual'è il principio sul quale si basa il funzionamento dell'oscillatore « Barkhausen »?

N. 15 —
In quanti modi può essere impiegato un « klystron »?

N. 16 —
In quanti modi può essere impiegato un « magnetron »?

N. 17 —
In un « magnetron », quale è la direzione del campo magnetico dovuto alla presenza del magnete permanente installato all'esterno?

N. 18 —
In base a quale provvedimento è possibile usare due sole antenne in una stazione ricetrasmittente intermedia a due vie, funzionante su due frequenze diverse?

RISPOSTE alle DOMANDE di p. 1169

N. 1 — Un amplificatore che amplifica uniformemente una banda di almeno 1 MHz.

N. 2 — Con l'aumentare della larghezza di banda, il guadagno diminuisce, a causa dell'appiattimento della curva di responso.

N. 3 — Il fattore rumore è il prodotto tra il reciproco del guadagno, ed il rapporto tra il livello di rumore di uscita e quello di entrata.

N. 4 — Il fattore di merito equivale al rapporto tra la transconduttanza e la capacità interelettrodica totale della valvola.

N. 6 — A causa dell'influenza delle capacità distribuite, il guadagno diminuisce, per cui l'uscita è inferiore.

N. 7 — Le dimensioni fisiche e la capacità interelettrodica possono essere trascurate per frequenze inferiori a 30 MHz. Per frequenze superiori, invece, devono essere tenute in seria considerazione.

N. 8 — Nei componenti a caratteristica concentrata il valore è contenuto nel corpo del componente. In quelli a caratteristica distribuita è invece presente nell'intero sviluppo dimensionale.

N. 9 — Perchè, grazie alle loro caratteristiche distribuite, consentono una maggiore stabilità e perdite minori: ad esempio, una bobina di tipo convenzionale, adatta al funzionamento sulla frequenza di 200 MHz, introdurrebbe perdite a causa della presenza dei terminali di collegamento e delle connessioni alla capacità di accordo, contrariamente a quanto accade in un circuito a linea risonante.

N. 10 — In un variabile costitu[illegible] uno statore diviso in due sezioni, connesse tra loro da segmenti metallici che fungono da induttanza. Il rotore ha solo il compito di variare la capacità che tra esse sussiste, e non fa parte direttamente del circuito oscillante.

N. 11 — La capacità distribuita può essere trascurata per frequenze relativamente basse, mentre con frequenze elevate influisce notevolmente sul Q della bobina.

N. 12 — Perchè, per la loro stessa struttura, oppongono alle frequenze elevate un valore reattivo oltre ad un valore resistivo.

N. 13 — Tre: si varia la lunghezza a mezzo di un disco mobile di cortocircuito, oppure applicando un elettrodo centrale estensibile a telescopio, o ancora mediante la applicazione di una capacità variabile ad elettrodi paralleli.

N. 14 — Poichè, in tal caso, essa agisce da schermo tra il catodo e la placca, diminuendo la capacità.

N. 15 — In due triodi connessi in serie, uno dei quali agisce da valvola di ingresso (segnale applicato alla griglia): la placca di questo è connessa direttamente al catodo dell'altra che agisce da valvola di uscita (segnale prelevato dalla placca).

N. 16 — Il triodo è caratterizzato da un basso rumore e da un fattore di merito relativamente elevato; tuttavia la capacità interelettrodica implica la necessità di neutralizzazione.

IL RADAR

Il « radar » è un dispositivo elettronico mediante il quale è possibile rivelare la presenza di oggetti, determinare la loro direzione di moto e la loro distanza, e riconoscere in parte le loro caratteristiche. Tali rilevamenti vengono compiuti inviando un fascio di energia a radiofrequenza verso una determinata direzione in una zona da esplorare. Allorchè il fascio incontra un oggetto riflettente, questo reirradia una parte della energia che lo colpisce. A seconda della natura dell'oggetto, una certa quantità di tale energia torna al punto di partenza dell'onda originale: qui, in prossimità del trasmettitore, si trova un ricevitore ad alta sensibilità, in grado di ricevere i segnali riflessi, e, quindi, di rivelare la presenza in un dato punto di un oggetto o di un bersaglio.

A parte i casi in cui vengono effettuati rilievi o ricerche a carattere scientifico, l'impiego di questo tipo di apparecchiatura elettronica è particolarmente utile, sia nelle applicazioni militari a carattere bellico, in quanto consente di determinare l'eventuale presenza del nemico (aereo, flottiglia di aerei, nave, ecc.) con un margine di tempo sufficiente per prendere i provvedimenti necessari, sia nella normale navigazione aerea e marittima. Infatti, la possibilità di ricevere onde riflesse da un oggetto, e di variare la direzione sia di trasmissione che di ricezione, consente di individuare la presenza, la distanza e la posizione di oggetti (come le montagne nella navigazione aerea), coste, isole, navi ecc. (nella navigazione marittima o fluviale), evitando così che, durante la notte, o nelle zone particolarmente nebbiose, si verifichino collisioni per la mancanza di visibilità.

L'idea del « radar » naque verso il 1922, quando si osservò per caso che, se una nave passava tra un trasmettitore ed un ricevitore, rifletteva verso il primo una parte delle onde trasmesse. Da quel momento, iniziò una vera e propria ricerca, che portò, col tempo e con i successivi progressi, alla realizzazione dei moderni impianti « radar ». Tali impianti sono di diverse caratteristiche, dimensioni e potenza. Ne esistono infatti ad installazione fissa, per i centri civili o militari (aeroporti, ecc.), a forte potenza, e ad installazione mobile (su autocarri, navi, aerei, ecc.), ovviamente di dimensioni (e quindi di potenza) più ridotte.

TIPI di IMPIANTI « RADAR »

Sistema ad onde persistenti — Uno dei metodi che consente di individuare la presenza di un ostacolo, si basa su di un effetto particolare di riflessione, denominato **effetto Doppler**.

Quando l'energia a radiofrequenza, irradiata in continuità, colpisce un oggetto che si sposta avvicinandosi o allontanandosi rispetto alla sorgente di energia, questa viene riflessa, *ma con diversa frequenza*. La variazione di frequenza è appunto ciò che costituisce l'effetto « Doppler », ed un esempio di tale effetto — sia pure nella gamma delle frequenze acustiche — lo si può avere quotidianamente ascoltando il fischio di un treno in movimento.

Nel caso dell'applicazione « radar », l'apparecchiatura effettua la misura della variazione di frequenza tra l'onda trasmessa e quella ricevuta, per determinare la presenza, la velocità e la direzione di moto dell'oggetto riflettente. Ovviamente, la misura può essere effettuata con buona approssimazione se l'oggetto si muove con una velocità notevole, mentre perde la sua utilità se il movimento è lento.

Sistema a modulazione di frequenza — Se la frequenza dell'energia trasmessa viene fatta variare in continuità e periodicamente entro una determinata banda, la frequenza del segnale emesso dall'antenna trasmittente in un determinato istante differisce da quella dell'onda che colpisce l'oggetto nel medesimo istante, e la differenza è dovuta al tempo che l'onda impiega per raggiungere l'oggetto stesso. Dal momento che la differenza di frequenza dell'onda di ritorno (riflessa) equivale ovviamente al doppio della differenza di frequenza tra l'onda diretta e quella che urta contro l'oggetto, essa può servire — grazie all'impiego di delicate apparecchiature di misura — per valutare la distanza del punto in cui avviene la riflessione, ossia dell'oggetto riflettente. Naturalmente, se quest'ultimo è in movimento, la variazione di frequenza determinata dalla velocità dell'oggetto può compromettere l'esattezza della misura a causa del citato effetto « Doppler ».

Sistema con modulazione ad impulsi — L'energia a radiofrequenza può essere irradiata anche sotto forma di brevi impulsi, la cui durata può variare da 1 a 50 microsecondi (ossia milionesimi di secondo). In tal caso, se l'onda trasmessa cessa di sussistere prima che l'onda riflessa dall'oggetto abbia il tempo di tornare al punto di partenza, il ricevitore può facilmente distinguere l'impulso trasmesso da quello riflesso. Una volta tornati tutti gli impulsi di energia trasmessi, è possibile ripristinare le condizioni di irradiazione, e ripetere il ciclo.

L'uscita del ricevitore viene applicata ad un indicatore, che ha il compito di misurare l'intervallo di tempo che intercorre tra l'emissione degli impulsi, ed il loro ritorno al punto di partenza. Dal momento che detta energia si muove con velocità costante, l'intervallo misurato consente di valutare con molta esattezza la distanza dell'oggetto riflettente.

Questo sistema è indipendente dalla frequenza del segnale di ritorno, o dall'eventuale moto dell'oggetto riflettente; di conseguenza, vengono automaticamente eliminate le difficoltà riscontrate nei due metodi precedentemente descritti. In pratica, quest'ultimo sistema è quello che consente la massima esattezza dei rilevamenti.

DETERMINAZIONE della DISTANZA

L'impiego di un sistema « radar » a modulazione ad impulsi consiste essenzialmente nel *valutare la distanza in funzione del tempo*. Come si è detto, l'onda irradiata si propaga nello spazio a velocità costante, e, non appena essa urta contro l'oggetto riflettente, non si verifica alcuna perdita di tempo, bensì una semplice inversione della direzione di propagazione di una parte dell'energia diretta verso di esso. La velocità di propagazione — è noto — è quella della luce, ossia, espressa in funzione del percorso per unità di tempo, di 300.000 chilometri al minuto secondo, pari cioè a 300 metri per microsecondo.

E' appunto il vantaggio della propagazione a velocità costante dell'energia a radiofrequenza che viene sfruttato nell'applicazione del « radar » per misurare il tempo impiegato da un impulso trasmesso per raggiungere

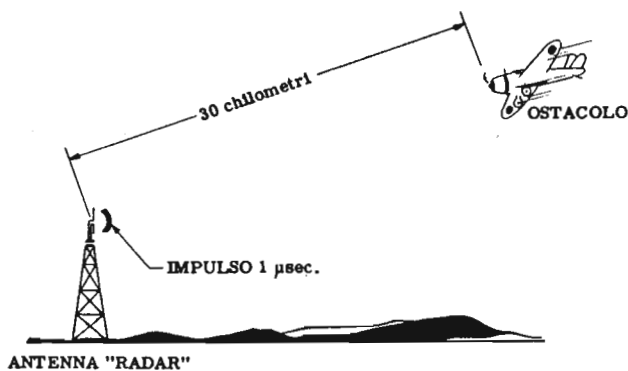
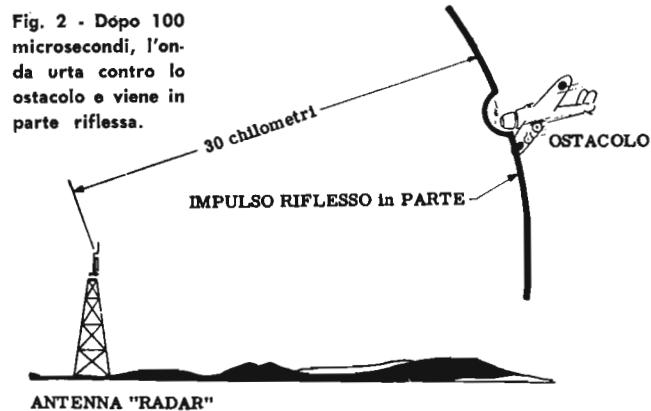



Fig. 1 - Irradiazione di un impulso, avente una durata di 1 microsecondo, diretto contro un ostacolo che dista dall'antenna 30 km.

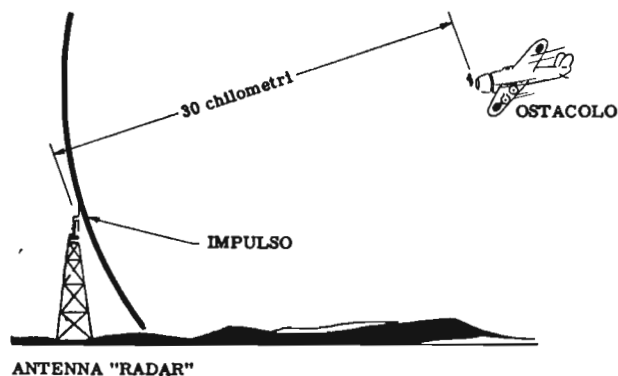
Fig. 3 - Dopo altri 100 microsecondi, (la velocità è costante), l'onda riflessa torna al punto di partenza (antenna del ricevitore).

l'ostacolo, e per tornare al punto di partenza in seguito alla riflessione. Ad esempio, supponiamo che un impulso della durata di un microsecondo venga irradiato in direzione di un oggetto che si trovi alla distanza di 30 chilometri dal trasmettitore. La **figura 1** illustra le condizioni che sussistono al momento dell'irradiazione dell'impulso.

Quando l'energia raggiunge l'ostacolo (ossia l'aeroplano), essa ha percorso la distanza di 30 chilometri alla velocità di 300 metri al microsecondo, (pari a 0,3 km/µsec). L'intervallo di tempo necessario ammonta dunque a $30 : 0{,}3 = 100$ µsec. La **figura 2** rappresenta l'istante in cui l'impulso urta contro l'oggetto: in tale istante, l'impulso viene riflesso, e l'energia torna indietro, ripetendo il percorso di andata con la medesima velocità. Dal momento che il percorso è eguale al primo (considerando trascurabile la velocità dell'aereo rispetto a quella dell'energia a radiofrequenza), il tempo necessario affinchè detto impulso torni al punto di partenza è sempre di 100 microsecondi. La **figura 3** illustra l'istante in cui l'impulso considerato torna al punto in cui è installata l'apparecchiatura « radar ».

Fig. 2 - Dopo 100 microsecondi, l'onda urta contro lo ostacolo e viene in parte riflessa.

L'intervallo di tempo totale tra l'andata ed il ritorno ammonta complessivamente a 200 microsecondi. Agli effetti pratici, di conseguenza, la velocità di propagazione viene considerata pari alla metà del suo valore effettivo, ossia di 150 metri al microsecondo. Nell'esempio citato, si ha dunque che la distanza d equivale a:

$$d = tempo\ in\ \mu sec \times 150 = 200 \times 150 = 30.000\ metri$$

Per poter effettuare i rilevamenti relativi alla distanza, l'impianto « radar » deve essere munito di apparecchiature atte alla misura di brevi intervalli di tempo, come sono appunto le frazioni di secondo. Oltre a ciò, dal momento che — in una stessa direzione — può esservi più di un ostacolo, deve essere previsto un mezzo che consenta di distinguere e separare gli impulsi tra loro.

Il tubo a raggi catodici si presta bene a tale scopo, in quanto esso consente la riproduzione ottica dell'immagine sullo schermo, e, contemporaneamente, l'impiego di una « base tempi » come riferimento. Quest'ultima viene impiegata in modo tale da sapere a priori quanto tempo impiega il punto luminoso a percorrere il diametro dello schermo, mediante un movimento lineare.

Il metodo di misura del tempo è illustrato nell'esempio che segue: supponiamo che il tubo a raggi catodici venga messo in funzione con un segnale orizzontale (asse dei tempi: segnale a dente di sega), avente una frequenza tale che il punto luminoso si muova lungo il diametro orizzontale dello schermo con una velocità di 25 millimetri per 100 microsecondi (0,25 millimetri al microsecondo). Il segnale di ritorno, riflesso dall'ostacolo, viene applicato alle placchette di deflessione verticale del medesimo tubo.

Mantenendo i medesimi dati enunciati nell'esempio precedente, la **figura 4** illustra l'istante in cui l'impulso di radiofrequenza parte dall'antenna trasmittente, ed in cui il segnale della base dei tempi ha inizio. Dal momento che la durata dell'impulso è di 1 microsecondo, durante tale intervallo di tempo esso giunge alla distanza di 300 metri dall'antenna, e — contemporaneamente — il punto luminoso si sposta di 0,25 millimetri lungo il diametro dello schermo.

L'impulso viene rappresentato sullo schermo da una deflessione in senso verticale, e ciò in quanto il ricevitore, la cui antenna è prossima a quella del trasmettitore, capta il segnale nel medesimo istante in cui l'antenna trasmittente lo emette. Dopo 100 microsecondi, l'impulso raggiunge l'ostacolo distante 30 chilometri, e, in tale intervallo di tempo, il punto luminoso si è spostato di 25 millimetri, (vedi **figura 5**). In tale occasione, nessun segnale eccita l'antenna del ricevitore, per cui non si ha alcuna deflessione verticale da parte del punto luminoso sullo schermo.

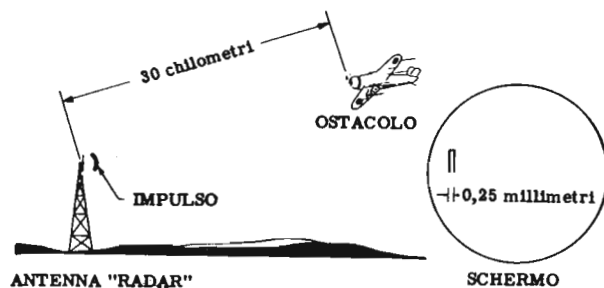



Fig. 4 - L'impulso originale trasmesso corrisponde ad una deviazione verticale del punto luminoso sullo schermo, larga 0,25 mm.

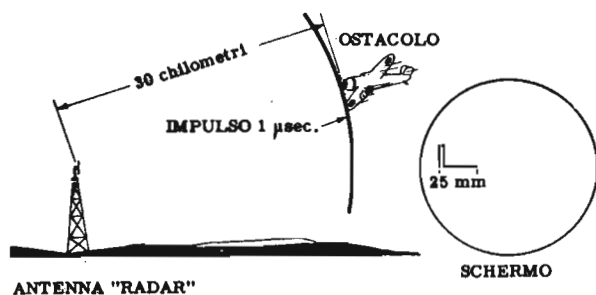



Fig. 5 - Durante i 100 microsecondi impiegati dall'onda per raggiungere l'ostacolo, il punto traccia sullo schermo una linea orizzontale.

L'impulso riflesso raggiunge l'antenna del ricevitore dopo 200 microsecondi, e, in questo tempo, il punto luminoso si è spostato complessivamente di 50 millimetri.

Nell'istante in cui il segnale riflesso viene ricevuto, e per la durata dell'impulso riflesso (sempre di un microsecondo), il punto luminoso subisce una deflessione verticale (vedi **figura 6**). Di conseguenza, se la velocità di spostamento del punto sul diametro orizzontale dello schermo è di 25 millimetri ogni 100 microsecondi, è possibile tracciare sullo schermo stesso una scala graduata, sulla quale risulti la corrispondenza tra la velocità convenzionale di 150 metri per microsecondo della energia a radiofrequenza, e lo spostamento del punto luminoso: in altre parole, la distanza di 25 millimetri tra i due impulsi verticali visibili sullo schermo indica una distanza di 15 chilometri dell'oggetto, e — nel caso considerato — una distanza di 50 millimetri tra i due impulsi verticali (figura 6), indica una distanza dell'oggetto riflettente di 30 chilometri.

Se un secondo ostacolo provocasse la presenza di un impulso di ritorno dopo 300 microsecondi, il secondo impulso, ad esso relativo, si verificherebbe ad una distanza di 75 millimetri sullo schermo, pari cioè a 45 chilometri. In base a ciò, è intuitivo che sullo schermo fluorescente del tubo a raggi catodici, è possibile tracciare una scala tarata direttamente in chilometri di distanza dall'oggetto riflettente.

La rappresentazione di un'unica traccia di emissione e di ricezione — tuttavia — non ha sullo schermo una persistenza talmente lunga da consentire la valutazione della distanza, ed inoltre non è facile far coincidere gli istanti in cui l'impulso originale viene trasmesso, ed in cui — contemporaneamente — ha inizio l'esplorazione orizzontale dello schermo da parte del punto luminoso. Per questo motivo, sia la trasmissione degli impulsi che l'esplorazione dello schermo, vengono compiute *a ripetizione*, e ad intervalli regolari. Se poi, con speciali sistemi di sincronismo, si fa in modo che le due funzioni vengano compiute contemporaneamente, i segnali originali e quelli riflessi, risultanti in due deviazioni verticali del punto luminoso, si sovrapporranno l'uno al-

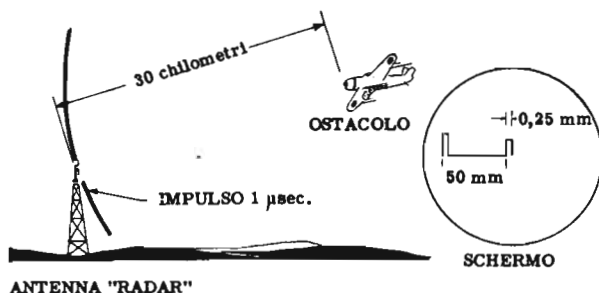



Fig. 6 - L'impulso di ritorno (eco) si manifesta sullo schermo sotto forma di una seconda deviazione verticale (più bassa), dopo 50 mm.

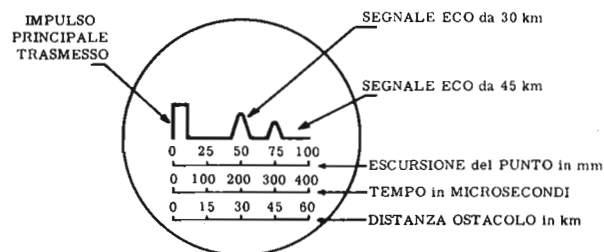



Fig. 7 - Rappresentazione di una scala riportata sullo schermo fluorescente, e corrispondenza tra tempo, distanza e velocità del punto.

l'altro rispettivamente, facilitando la lettura con la presenza di deflessioni in un punto costante, così come illustrato alla **figura 7**.

DETERMINAZIONE dell'AZIMUT

La misura della direzione di moto di un ostacolo (ad esempio un aeroplano), viene compiuta di solito in base alla valutazione di un angolo detto **azimut**. Tale angolo può essere compreso tra la linea retta che unisce il punto in cui è installata l'apparecchiatura ed il polo Nord, e la linea retta che unisce il medesimo punto e l'ostacolo, (nel caso di installazione fissa a terra), oppure tra la linea lungo la quale si sposta il trasmettitore, e quella che unisce il trasmettitore e l'ostacolo (nel caso di installazioni su mezzi mobili, come navi, aerei, ecc.). L'angolo col quale il segnale riflesso viene ricevuto, è misurabile grazie alle caratteristiche direttive delle due antenne (trasmittente e ricevente).

DETERMINAZIONE dell'ALTEZZA

Anche l'altezza dell'ostacolo rispetto alla superficie terrestre può essere misurata mediante un impianto « radar ». Osservando infatti la **figura 8**, notiamo che il punto in cui si trova il trasmettitore (e quindi il rice-

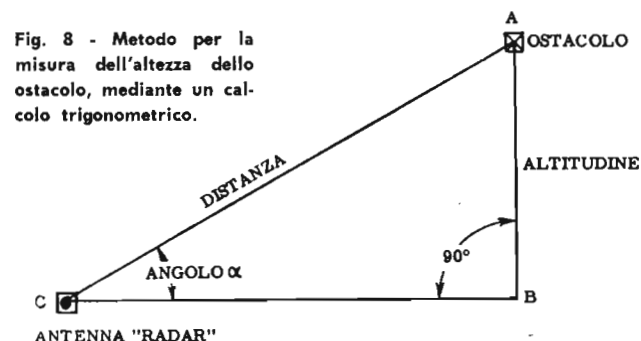



Fig. 8 - Metodo per la misura dell'altezza dello ostacolo, mediante un calcolo trigonometrico.

vitore), il punto in cui si trova l'ostacolo riflettente, e la sua proiezione sulla superficie terrestre, formano un triangolo rettangolo.

Le antenne emittenti e riceventi degli impianti « radar » sono generalmente munite di goniometri, che consentono di conoscere esattamente l'inclinazione della direzione del fascio d'onde rispetto alla superficie terrestre (che viene convenzionalmente ritenuta piana). In tal modo, conoscendo l'angolo formato dalla direzione di propagazione dell'onda diretta verso l'ostacolo (o da esso proveniente), e dalla superficie terrestre, e considerando che la proiezione dell'ostacolo su quest'ultima individua una retta ad essa perpendicolare, è possibile, con un semplice teorema trigonometrico, conoscere l'altezza dell'ostacolo stesso rispetto al suolo.

Apprendiamo infatti dalla trigonometria, che l'altez-

za dell'ostacolo rispetto al suolo è eguale alla sua distanza dal trasmettitore, moltiplicata per il seno dell'angolo del fascio d'onde rispetto alla superficie terrestre. Tenendo conto delle lettere di riferimento visibili nella figura (A = ostacolo, B = proiezione di questo sulla terra, C = trasmettitore, ed α = angolo di propagazione rispetto alla terra), possiamo esprimere quanto detto mediante la formula:

$$AB = AC \text{ sen } \alpha$$

Nel nostro caso, se l'angolo α è — ad esempio — di 30°, avremo che:

$$AB = AC \times \text{sen } 30°$$

La distanza AC viene misurata direttamente dal « radar », e supponiamo, sia pari a 10 chilometri: avremo perciò:

$$AB = 10 \text{ sen } 30°$$

Dalle tavole trigonometriche (vedi pagina 190), apprendiamo che il seno di 30° è pari a 0,5; di conseguenza:

$$AB = 10 \times 0{,}5 = 5 \text{ km.}$$

L'ostacolo si trova quindi ad un'altezza di 5.000 metri rispetto alla superficie terrestre. Tale risultato, ovviamente, non tiene conto dell'errore (peraltro trascurabile agli effetti pratici) introdotto dalla curvatura della superficie terrestre.

Non è difficile intuire che, una volta determinata la altezza e la distanza di un oggetto, ripetendo la misura dopo un tempo determinato, è possibile, in base ai nuovi risultati, conoscere lo spazio percorso dall'oggetto (se è in moto), durante tale intervallo di tempo. Ciò consente di calcolare esattamente la sua velocità.

TIPI di ANTENNE « RADAR »

I tipi principali di elementi irradianti impiegati nelle apparecchiature « radar » sono: i sistemi complessi a dipoli raggruppati (con elementi riflettori e direttori, come nelle note antenne « Yagi »), i dipoli a riflettore parabolico, e gli elementi dielettrici usati con linee di trasmissione a guida d'onda.

La **figura 9** illustra un esempio di antenna del primo tipo: essa può consistere in una o più serie di dipoli, e può essere munita di commutatori che variano le caratteristiche del diagramma di irradiazione, inserendo o disinserendo elementi attivi. L'intero complesso è normalmente suscettibile di rotazione per effettuare la misura dell'azimut, dell'altezza, o di entrambi.

La **figura 10** illustra un tipo di antenna « Yagi », ben noto al lettore, nel quale figurano, oltre all'elemento irradiante vero e proprio, un elemento riflettore, e tre elementi direttori. Non ci dilunghiamo sulle caratteristiche di questo tipo in quanto esse sono già state descritte a proposito delle antenne per V.H.F. ed U.H.F.

La **figura 11** illustra un tipo di antenna a riflettore parabolico, anch'essa già descritta a suo tempo, che si presta meglio delle altre per irradiare onde a fascio concentrato nella gamma delle microonde. Come si è detto a suo tempo, il diametro della parabola è grande rispetto alla lunghezza d'onda del segnale irradiato, il che permette la concentrazione dell'energia a radiofrequenza in un fascio abbastanza sottile, e quindi caratterizzato da una notevole intensità, a tutto vantaggio della portata.

L'elemento irradiante (dipolo), unitamente all'elemento riflettore, visibile in figura, viene posto nel « fuoco » della parabola. A seconda della frequenza di funziona-

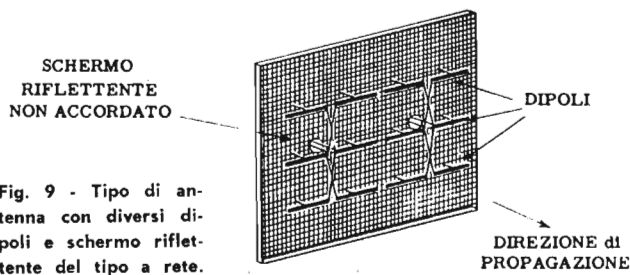
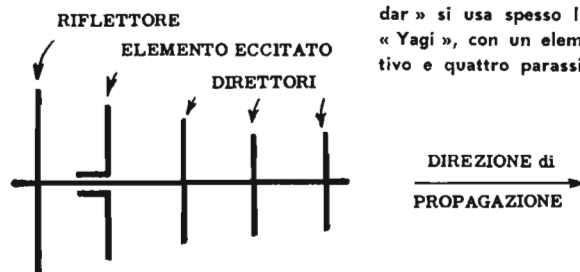



Fig. 9 - Tipo di antenna con diversi dipoli e schermo riflettente del tipo a rete.

mento, questo tipo viene connesso al trasmettitore tramite una linea coassiale, come nel caso illustrato, oppure tramite una guida d'onda. In ogni caso, per consentire l'orientamento nella direzione voluta, sia orizzontalmente che verticalmente, il supporto dell'intero complesso è snodato. In tal modo è possibile ruotare la parabola e gli elementi ad essa solidali sia lateralmente che verticalmente. E' ovvio che, per poter effettuare misure con sufficiente precisione, gli spostamenti della antenna in ogni senso vengono registrati su appositi strumenti di lettura che, sulla scorta delle rilevazioni effettuate sullo schermo fluorescente del tubo a raggi catodici, permettono di valutare la distanza, la posizione, l'altezza e l'eventuale velocità e direzione di moto dell'oggetto riflettente.

Fig. 10 - Negli impianti « radar » si usa spesso l'antenna « Yagi », con un elemento attivo e quattro parassiti.

La **figura 12**, infine, illustra un tipo di irradiatore dielettrico, normalmente alimentato tramite guide d'onda. Il loro compito consiste nell'adattare l'estremità, affinchè si abbia la massima irradiazione di energia col minimo di perdite. La direzione di propagazione delle onde ad impulsi è parallela agli elementi uscenti dalla parte frontale della guida.

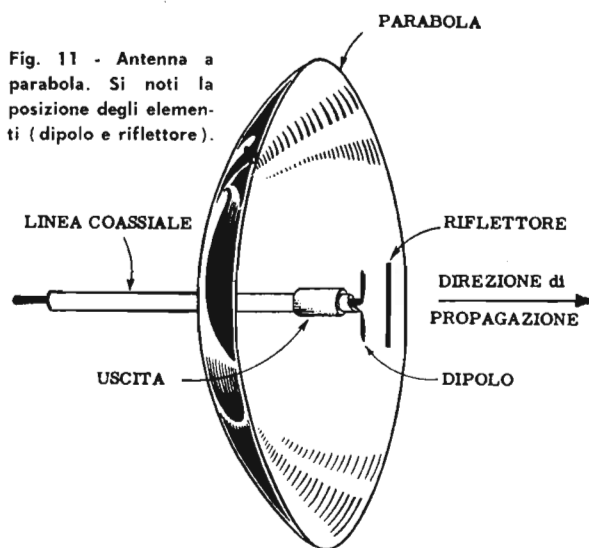



Fig. 11 - Antenna a parabola. Si noti la posizione degli elementi (dipolo e riflettore).

TIPI di INDICATORI

Il compito dell'indicatore, come già si è detto, consiste nel trasformare in manifestazioni visibili le informazioni ricevute, ossia gli impulsi di ritorno, oltre a quelli

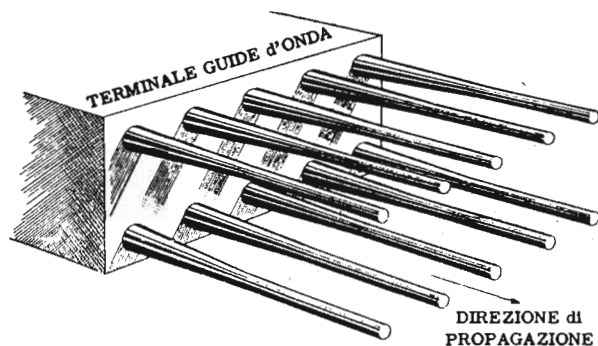



Fig. 12 - Tipo di antenna dielettrica, costituita da diverse guide d'onda, ciascuna delle quali fa capo ad un elemento irradiante.

originali, al fine di valutarne le reciproche posizioni.

Il tubo a raggi catodici rappresenta un mezzo ideale per ottenere tale trasformazione, in quanto esso non si limita a consentire la valutazione della variazione di una grandezza elettrica, come ad esempio la tensione, la corrente, ecc., bensì può dare un'indicazione abbastanza esatta del valore relativo di due o più variazioni sincronizzate.

In pratica, esso viene impiegato con circuiti analoghi a quelli descritti a proposito dell'oscillografo a raggi catodici, ed è munito dei medesimi comandi.

Il lettore ricorderà quanto detto a proposito della persistenza dell'immagine sul tubo a raggi catodici. Nel caso delle applicazioni «radar», è evidente che, per poter valutare la posizione di due impulsi presenti con un certo intervallo di tempo sullo schermo, mediante una scala appositamente riportata sullo schermo stesso, è opportuno che detti impulsi siano visibili contemporaneamente. Oltre a quanto già detto in proposito (ripetizione della traccia) si può adottare una persistenza degli strati fluorescenti di un valore maggiore che non nei tubi usati negli oscillografi a raggi catodici adatti alle misure di laboratorio. Così, pur essendovi un intervallo di diversi microsecondi tra l'impulso originale e quello di ritorno, essi risultano visibili entrambi, grazie alla maggiore persistenza.

CARATTERISTICHE GENERICHE dei « RADAR »

Il valore della frequenza portante viene scelto in base alla direzionalità desiderata, ed alle dimensioni

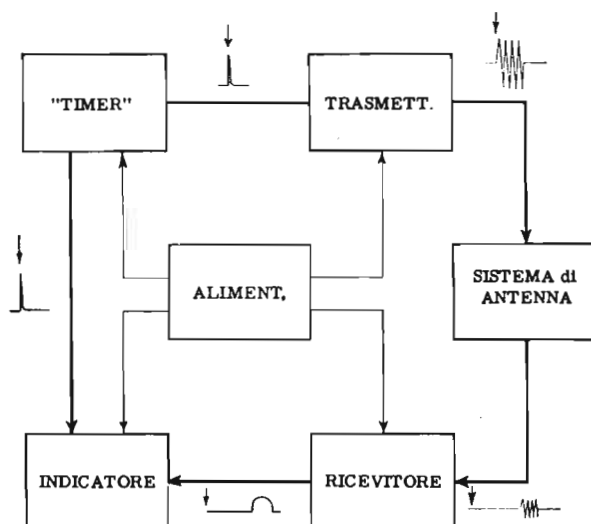



Fig. 13 - Schema a blocchi di un impianto « radar » completo. Sono rappresentati tutti i dispositivi che lo costituiscono.

massime che l'antenna o le antenne possono avere. Come sappiamo, maggiore è la frequenza, minore è la lunghezza d'onda, e minori — di conseguenza — le dimensioni dell'antenna.

Il problema della produzione e dell'amplificazione dei segnali in corrispondenza delle frequenze più elevate, si complica a causa della maggiore delicatezza e complessità delle valvole e dei componenti necessari.

La frequenza più bassa usata nelle applicazioni del «radar» non è di solito inferiore a 100 MHz; tuttavia, la gamma delle frequenze usate è compresa tra 100 e 3.000 MHz, ed in certi casi, nonostante le maggiori difficoltà costruttive, sono state adottate frequenze dell'ordine di 10.000 MHz.

Se l'intervallo tra due impulsi riflessi non è sufficiente, può accadere che il segnale corrispondente ad un'eco riflessa da un ostacolo lontano, venga soppresso dalla presenza di un nuovo impulso all'origine. La frequenza degli impulsi è quindi subordinata alla portata del trasmettitore, alla sensibilità del ricevitore, alla velocità di rotazione dell'antenna, ed alla persistenza della luminosità sullo schermo fluorescente.

Ogni impianto è, a tale scopo, corredato di uno speciale dispositivo, detto **«timer»** (per la determinazione di intervalli regolari per via elettronica), il quale ha il compito di assicurare che tutti i circuiti che prendono parte al funzionamento entrino in funzione con esatte relazioni di tempo tra loro, e che gli intervalli tra gli impulsi abbiano la lunghezza appropriata.

In altre parole, si tratta di coordinare tutte le funzioni, e precisamente la trasmissione degli impulsi mentre l'antenna è connessa all'uscita del trasmettitore, la commutazione dell'antenna sul ricevitore non appena l'impulso è stato trasmesso, ed in tempo utile affinchè possa essere ricevuto un impulso di ritorno da parte di un ostacolo presente alla minima distanza interessante. In tale frangente, avviene anche il disinnesco dell'oscillatore che produce la frequenza portante. Oltre a tutto ciò, l'intera rotazione dell'antenna (di 360°) deve avvenire con una velocità in stretta relazione col tempo che impiega il punto luminoso ad attraversare radialmente lo schermo. Questi sono appunto i compiti assolti dal « timer ».

La **figura 13** illustra lo schema a blocchi di un impianto « radar » di media potenza. Si nota un unico alimentatore che fornisce tutte le tensioni necessarie al funzionamento dei diversi dispositivi. Un altro dispositivo comune al trasmettitore ed al ricevitore è il « timer », cui abbiamo ora fatto cenno, che provvede alla sincronizzazione dei movimenti meccanici e delle diverse commutazioni. Infine, notiamo le due unità vere e proprie: il trasmettitore, che provvede alla produzione degli impulsi, ed il ricevitore. Quest'ultimo, a sua volta, è connesso all'indicatore — costituito da un tubo a raggi catodici preceduto da un numero adeguato di stadi amplificatori — sul quale i rilievi vengono effettuati direttamente.

Per concludere, ripetiamo che gli impianti « radar » sono impiegati — per le loro stesse caratteristiche — esclusivamente nel campo delle attività militari e di trasporto: per questi motivi non esiste un'attività dilettantistica nel ramo. I circuiti elettronici relativi sono frutto di studi e di esperienze che formano oggetto di tecniche alquanto complesse. Riteniamo che quanto esposto sia sufficiente a chiarire il funzionamento di questa importantissima ed utile invenzione, basata sull'impiego delle frequenze elevate delle quali ci siamo sin qui occupati.

COMUNICATO STRAORDINARIO

UNA GRANDE EVOLUZIONE NEL CAMPO DEI TESTER ANALIZZATORI !!!

La I.C.E. sempre all'avanguardia nella costruzione degli Analizzatori più completi e più perfetti, e da molti concorrenti sempre puerilmente imitata, è ora orgogliosa di presentare ai tecnici di tutto il mondo il nuovissimo **SUPERTESTER BREVETTATO mod. 680 C** dalle innumerevoli prestazioni e **CON SPECIALI DISPOSITIVI E SPECIALI PROTEZIONI STATICHE CONTRO I SOVRACCARICHI** allo strumento ed al raddrizzatore!

Oltre a ciò e malgrado i continui aumenti dei costi, la I.C.E. è riuscita, per l'alto livello raggiunto nell'automazione, a **RIDURRE ANCORA I PREZZI** dei nuovi Tester Analizzatori pur aumentandone ancora notevolmente le caratteristiche tecniche, le portate, le doti estetiche e di robustezza

IL SUPERTESTER I.C.E. MOD. 680 C con sensibilità di 20.000 Ohms per Volt è:

IL TESTER PER I RADIOTECNICI ED ELETTROTECNICI PIU' ESIGENTI!

IL TESTER MENO INGOMBANTE (mm. 126 x 85 x 28) **CON LA PIU' AMPIA SCALA!** (stessa ampiezza dei precedenti modelli 680 B e 630 B pur avendone quasi dimezzato l'ingombro!)

IL TESTER DALLE INNUMEREVOLI PRESTAZIONI (nove campi di misura e 44 portate!)

IL TESTER PIU' ROBUSTO, PIU' SEMPLICE, PIU' PRECISO!

IL TESTER SENZA COMMUTATORI e quindi eliminazione di guasti meccanici, di contatti imperfetti, e minor facilità di errori nel passare da una portata all'altra.

CARATTERISTICHE TECNICHE:

Speciale circuito elettrico **Brevettato** di nostra esclusiva concezione che unitamente ad un limitatore statico permette allo strumento indicatore ed al raddrizzatore a lui accoppiato, di poter sopportare sovraccarichi accidentali od erronei anche cento volte superiori alla portata scelta!

Pannello superiore interamente in **CRISTAL** antiurto che con la sua perfetta trasparenza consente di sfruttare al massimo l'ampiezza del quadrante di lettura ed elimina completamente le ombre sul quadrante; eliminazione totale quindi anche del vetro sempre soggetto a facilissime rotture o scheggiature e della relativa fragile cornice in bachelite opaca.

Strumento antiurto con speciali sospensioni elastiche.

Scatola base in un nuovo materiale plastico infrangibile.

Letture Ohmetriche da 1 Ohm fino a 10 Megaohms direttamente con la sola alimentazione della batteria interna da 3 Volts e fino a 100 Megaohms con alimentazione dalla rete luce. **Possibilità di misurare perfino i decimi di Ohm!!!**

Le indicazioni al fianco delle relative boccole sono eseguite in rosso per tutte le misure in corrente alternata ed in bianco su fondo nero per tutte le misure in corrente continua. Ciò rende ancora più veloce e più semplice l'individuazione della portata che si desidera impiegare e ne riduce notevolmente gli errori di manovra.

Letture dirette di frequenza, di capacità, di potenza d'uscita e di reattanza.

9 CAMPI DI MISURA E 44 PORTATE !!!

VOLTS C. C.:	**7 portate:** con sensibilità di 20.000 Ohms per Volt: 100 mV - 2 V. - 10 - 50 - 200 - 500 e 1000 V. C.C.
VOLTS C. A.:	**6 portate:** con sensibilità di 4.000 Ohms per Volt: 2 - 10 - 50 - 250 - 1000 e 2500 Volts C.A.
mA. C. C.:	**6 portate:** 50 μA. - 500 μA. - 5 mA - 50 mA. - 500 mA. e 5 A. C.C.
Ohms:	**6 portate:** 4 portate: Ω x 1 - Ω x 10 - Ω - 100 - Ω x 1000 con alimentazione a mezzo pila interna da 3 Volts 1 portata: Ohms per 10.000 a mezzo alimentazione rete luce (per letture fino a 100 Megaohms) 1 portata: Ohms diviso 10 - Per misure di decimi di Ohm - Alimentazione a mezzo stessa pila interna da 3 Volts.
RIVELATORE DI REATTANZA:	**1 portata:** da 0 a 10 Megaohms
CAPACITA':	**4 portate:** (2 da 0 a 50.000 e da 0 a 500.000 pF. a mezzo alimentazione rete luce 2 da 0 a 15 e da 0 a 150 Microfarad con alimentazione a mezzo pila interna)
FREQUENZA:	**3 portate:** 0 ÷ 50; 0 ÷ 500 e 0 ÷ 5.000 Hz.
V. USCITA:	**6 portate:** 2 - 10 - 50 - 250 - 1000 e 2500 V.
DECIBELS:	**5 portate:** da — 10 dB a + 62 dB.

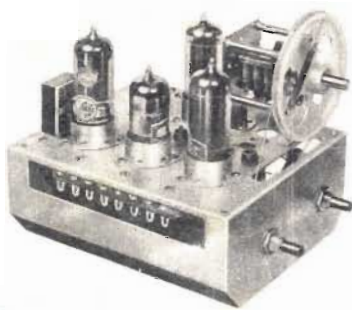
Inoltre vi è la possibilità di estendere le portate suaccennate anche per misure di 25.000 Volts C.C. per mezzo di puntale per alta tensione mod. 18 I.C.E. del costo di L. 2.980 e per **misure Amperometriche in corrente alternata** con portate di 250 mA.; 1 Amp.; 5 Amp.; 25 Amp.; 50 Amp.; 100 Amp con l'ausilio del nostro *trasformatore di corrente* mod. 616 del costo di L. 3.980.

Il nuovo **SUPERTESTER I.C.E. MOD. 680 C** Vi sarà compagno nel lavoro per tutta la Vostra vita. **Ogni strumento I.C.E. è garantito.**

PREZZO SPECIALE propagandistico per radiotecnici, elettrotecnici e rivenditori **L. 10.500 !!!** franco nostro stabilimento completo di puntali, pila e manuale d'istruzione. Per pagamenti all'ordine od alla consegna **OMAGGIO DEL RELATIVO ASTUCCIO** antiurto ed antimacchia in resinpelle speciale resistente a qualsiasi strappo o lacerazione.

Per i tecnici con minori esigenze la I. C. E. può fornire anche un altro tipo di Analizzatore e precisamente il **mod. 60 con sensibilità di 5000 Ohms per Volt** identico nel formato e nelle doti meccaniche al mod. 680 C ma con minori prestazioni e minori portate (22) al prezzo di sole L. 6.900 - franco stabilimento - astuccio compreso. Listini dettagliati a richiesta.

I.C.E. | **INDUSTRIA COSTRUZIONI ELETTROMECCANICHE - MILANO - VIA RUTILIA, 19/18 - TELEF. 531.554/5/6**

APPARECCHI per il traffico radiantistico
sulla banda V.H.F. (144 - 146 MHz)

4/103 - S - Gruppo VFO pilota per trasmettitore 144 ÷ 148 MHz. Controllo a cristallo. Atto al pilotaggio di una valvola tipo 832 oppure 2E26. A 4 valvole. Senza valvole e senza cristallo . . . . L. 6.800

4/151 - Convertitore per la ricezione della gamma dei 2 metri (144 ÷ 146 MHz). 4 valvole con controllo a cristallo. Uscita con FI di 26 ÷ 28 MHz. Da usare in unione ad un ricevitore con gamma 26 ÷ 28 MHz. Senza alimentatore. Con valvole e cristallo . . . . L. 29.000

4/152 - Convertitore come il 4/151, ma con alimentatore a C.A. incorporato e commutatore di antenna. Con valvole e cristallo . . . L. 36.500

GELOSO S. p. A. - Viale Brenta, 29 - Telefoni 563.183/4/5/6/7 - MILANO (808)

HEATH COMPANY

2 Meter Transceiver

MODELLO

"the Twoer"

REQUISITI

- *Emissione controllata a quarzo.*
- *Ricevitore a superreazione a sintonia continua.*
- *Massima semplificazione dei comandi.*
- *Costruzione funzionale, rifinitura accurata.*

LARIR RAPPRESENTANTE GENERALE PER L'ITALIA

MILANO P.zza 5 GIORNATE 1 Telefoni: 795.762 - 795.763

Agenti esclusivi di vendita per:

LAZIO - UMBRIA - ABRUZZI . . Soc. FILC RADIO
Piazza Dante, 10 - ROMA - telefono 736.771

EMILIA - MARCHE . . . . Ditta A. ZANIBONI
Via Azzogardino, 2 - BOLOGNA - telefono 263.359

VENETO . . . . Ditta E. PITTON
Via Cavallotti, 12 - PORDENONE - tel. 2244

corso di RADIOTECNICA

pubblicazione settimanale - 7 - 14 ottobre 1961 - un fascicolo lire 150 51° numero

corso di
RADIOTECNICA

settimanale a carattere culturale

Direzione, Amministrazione, Pubblicità:
Via dei Pellegrini 8/4 - Telef. 593.478
MILANO

Ogni fascicolo — contenente 3 lezioni — costa lire 150, acquistato alle edicole.

Se l'edicola risulta sprovvista, o si teme di rimanere privi di qualche numero, si chieda invio settimanale direttamente al proprio domicilio a mezzo abbonamento.

Il versamento per ricevere i 52 fascicoli costituenti l'intero Corso è di lire 6500 + I.G.E. = lire 6630. A mezzo vaglia postale, assegno bancario, o versamento sul conto corr. postale 3/41.203 del « Corso di RADIOTECNICA » - Via dei Pellegrini 8-4 - Milano. In ogni caso, scrivere in modo molto chiaro e completo il proprio indirizzo.

L'abbonamento può essere effettuato in qualsiasi momento; si intende comprensivo delle lezioni pubblicate e dà diritto a ricevere tali lezioni, che saranno inviate con unica spedizione.

Estero: abbonamento al Corso, Lit. 8.500. ($ 15). Numeri singoli Lit. 300 ($ 0,50).

Per i cambi di indirizzo durante lo svolgimento del Corso, unire lire 100, citando sempre il vecchio indirizzo.

Fascicoli singoli arretrati — se disponibili — possono essere ordinati a lire 300 cadauno.

Non si spedisce contrassegno.

Distribuzione alle edicole di tutta Italia: Diffus. Milanese - Via Soperga, 57 - Milano.

Direttore responsabile: Giulio Borgogno.

Autorizzaz. N. 5357 - Tribunale di Milano.

Stampa: Intergrafica S.r.l. - Cologno Monzese.

La Direzione non rivende materiale radio; essa può comunicare, se richiesta, indirizzi di Fabbricanti, Importatori, Grossisti ecc. in grado di fornire il necessario ed ai quali il lettore può rivolgersi direttamente.

Alla corrispondenza con richiesta di informazioni ecc. si prega allegare sempre il **francobollo per la risposta.**

Parte del testo e delle illustrazioni è dovuta alla collaborazione del Bureau of Naval Personnel, nonchè al Dept. of the Army and the Air Force - U.S.A.

A chi può essere utile questo Corso? Anzitutto — stante la sua impostazione — il Corso, basato sull'esposizione in forma a tutti accessibile, della radiotecnica, dai suoi elementi basilari alla evoluzione più recente, rappresenta la forma ideale per tutti coloro che intendono dedicarsi all'elettronica, sia come forma ricreativa sia — soprattutto — per l'acquisizione di una professione specializzata che possa procurare loro una posizione di privilegio in seno alla società odierna.

Anno per anno, la nostra civiltà si indirizza sempre più verso questa meravigliosa, si potrebbe dire fascinosa, elettronica, che nel modo più evidente consente sviluppi impensati, progressi grandiosi e una rapida evoluzione di tutti gli altri rami dello scibile che essa tocca e influenza.

L'industria, tutta l'industria, nel senso più ampio, da quella elettrotecnica a quella meccanica, alla metallurgica, alla chimica ecc., con i suoi laboratori di ricerca e le sue fabbriche richiede, e richiederà sempre più, con un ritmo rapidamente crescente, tecnici specializzati con conoscenza dell'elettronica, tecnici specificatamente elettronici e persino operai e impiegati di ogni ordine e categoria con cognizioni di elettronica.

Si può dire che anche le branche commerciali, quelle dei trasporti e persino quelle amministrative con le recenti introduzioni delle calcolatrici, abbisognano di personale che conosca i principi dell'elettronica, le macchine relative, il loro pieno sfruttamento, la eventuale riparazione ecc. e, quanto più in modo completo, quanto meglio.

Nasce, da una tale situazione, una logica conseguenza: per la scelta di una professione o di un mestiere, per un miglioramento della propria posizione sociale, per l'intrapresa di una libera attività o anche per la sola acquisizione di cognizioni che indubbiamente verranno oltremodo utili, è quanto mai opportuno riflettere se non sia conveniente dedicare un po' di tempo allo studio di questa scienza che ha tra l'altro il pregio di rendersi immediatamente attraente, concreta, accessibile e foriera di moltissime soddisfazioni.

A questo scopo appunto, e con questi intenti, è stato redatto questo Corso.

Non mancano invero altri corsi (specie per corrispondenza) o scuole di radiotecnica, nè mancano (sebbene siano in numero del tutto inadeguato) scuole statali o pareggiate ma la struttura e l'impostazione che caratterizzano queste 156 lezioni sono alquanto particolari, presentando non pochi vantaggi sulle diverse altre forme di cui si è detto.

Anzitutto vogliamo porre in evidenza **il fattore economico.**

Frequentare regolarmente, durante tutto l'anno, una scuola è certo il modo più logico — anche se non il più rapido — per apprendere ma, tralasciando il fatto che rarissimi sono gli Istituti di radiotecnica, è a tutti possibile dedicarsi esclusivamente, e per l'intero anno, allo studio? Noi riteniamo che chi può farlo costituisca oggi assai più l'eccezione che la regola. Ciò significa infatti poter disporre liberamente del proprio tempo senza avere la necessità di un contemporaneo guadagno: il nostro Corso permette a chiunque di studiare a casa propria, nelle ore libere dal lavoro, senza abbandonare o trascurare quest'ultimo. Ciò caratterizza invero anche altri corsi, ma il vantaggio economico diviene notevole ed evidentissimo se si considera che di fronte all'esborso, anche se rateale, di quasi 80.000 lire che i corsi per corrispondenza richiedono, seguendo il nostro Corso la spesa in un anno risulta di poco più di 7500 lire (150 lire alla settimana presso un'edicola) o di 6630 lire totali, con recapito postale, settimanale, delle lezioni a domicilio.

E' superfluo dire che la Modulazione di Frequenza, i transistori, i circuiti stampati, la trasmissione, il telecomando ecc. sono argomenti integrali del Corso e non costituiscono motivo di corsi speciali, aggiunti o particolari.

Le lezioni di questo Corso — a differenza di molte altre — non sono stampate con sistemi di dispensa, a ciclostile, o con sistemi più o meno analoghi, derivanti cioè da un originale battuto a macchina da scrivere; esse sono stampate in uno stabilimento grafico, con chiari caratteri tipografici da cui deriva una assai più agevole lettura e — fattore certamente di non secondaria importanza — un contenuto molto più ampio, corrispondendo una pagina a stampa a tre o quattro pagine di quelle citate. Il lettore avrà, alla fine del Corso, un volume di ben 1248 pagine di grande formato!

Chiunque, indipendentemente dall'età, dalla professione e dalle scuole compiute **può seguire il Corso.** Alle esposizioni teoriche si abbinano numerose, attraenti, istruttive ed utili descrizioni che consentono la realizzazione di ricevitori, amplificatori, strumenti vari e persino di trasmittenti su onde corte.

A questo proposito è sintomatico il fatto che la Direzione non vuole assolutamente assumere la fisionomia di un fornitore o commerciante di materiale radio, rivendendo agli allievi le parti necessarie. Il materiale occorrente l'interessato può acquistarlo dove e come meglio crede e, assai spesso anzi, già ne dispone. Viene così evitato l'acquisto forzoso, caratteristico più o meno di tutti gli altri corsi.

Anche chi è già radiotecnico, anche chi ha seguito o segue altri corsi troverà il massimo tornaconto in questo completo ed aggiornato lavoro. Molte nozioni, è logico, saranno note, altre un po' meno e sarà utile rinfrescarle, e il tutto infine costituirà un manuale di consultazione, prezioso tanto per la teoria esposta quanto per i numerosi schemi, per le tabelle, per i grafici, gli elenchi, i dati, il vocabolario dei termini ecc.

Concludendo, si può affermare che questo **Corso di Radiotecnica** oltre che come insegnamento graduale si presenta come **enciclopedia e rivista assieme** ciò che permette di formare — con modestissima spesa — **il più completo, ricco, utile e pratico volume di radiotecnica di cui sia dato oggigiorno disporre.**

IL RADIOCOMANDO

Un'importantissima branca della scienza elettronica è l'utilizzazione della trasmissione - ricezione radio per comandare a distanza un oggetto semovente o un meccanismo qualsiasi. Tale possibilità ha reso e rende notevoli servigi, consentendo, ad esempio, la realizzazione di esperimenti senza la presenza in loco di operatori, che potrebbero, diversamente, essere esposti a gravi rischi. Questo ramo dell'elettronica è poi, per alcuni, fonte di interesse e svago, esattamente come lo è la trasmissione dilettantistica. Ovviamente, in questo caso, non si tratta di comunicare con altri mediante un processo di rice-trasmissione nei due sensi, bensì nello inviare particolari « messaggi » verso la stazione ricevente, la quale obbedisce incondizionatamente agli ordini che riceve.

Il radio comando consiste dunque nel trasmettere determinati segnali, e nel far sì che — in sede di ricezione — tali segnali, amplificati e ritrasformati, provochino l'apertura o la chiusura di circuiti secondari, mediante i quali vengono azionati speciali dispositivi.

La tecnica del telecomando, in genere, viene sfruttata in numerosissimi campi: citeremo innanzitutto il campo scientifico, nel quale a volte — ripetiamo — occorre manovrare a distanza apparecchiature in presenza di gravi pericoli (collaudo di velivoli di nuovo genere, prove di atterraggio notturno, esplosioni o reazioni nucleari, voli ad altissima quota, immersioni sottomarine a profondità notevoli, ecc.); in secondo luogo, possiamo citare i comandi a distanza che semplificano l'organizzazione di servizi di interesse pubblico (funzionamento automatico dei semafori, chiusura e riapertura dei passaggi a livello, ecc.). Un'intensa attività dilettantistica di radiocomando da parte di amatori si ha nel campo di modellini (di navi o di velivoli); tali amatori, mettendo in pratica le loro cognizioni di elettronica, riescono a realizzare interessanti applicazioni.

Prima di addentrarci nell'esposizione dei principi sui quali si basa questa tecnica, riteniamo opportuno accennare ad un organo che, per le sue caratteristiche, è alla base delle applicazioni di telecomando: il **relais.**

TIPI di RELAIS

Per relais si intende un dispositivo elettromeccanico, mediante il quale è possibile trasformare impulsi di energia elettrica in impulsi di energia meccanica. Il relais viene realizzato in varie versioni, con diversi gradi di sensibilità, e con diverse caratteristiche di portata.

Il tipo più semplice è quello illustrato alla **figura 1**, nella quale si nota un'elettrocalamita, un contatto mobile — ruotante intorno al fulcro *E* — ed un contatto fisso *D*. Questo tipo di relais viene definito « NA », iniziali delle parole **N**ormalmente **A**perto; infatti, come si nota osservando la figura, quando ai capi dell'avvolgimento (*A* e *B*) non è applicata alcuna tensione, l'elettrocalamita non è eccitata, ed il dispositivo si trova in posizione di riposo (normale). Non appena tra *A* e *B* viene applicata una tensione sufficiente, il magnete si eccita, ed attira il contatto mobile (costituito da una lamina di ferro dolce). In tal modo, la piastrina di contatto ad essa applicata viene ad appoggiarsi contro il contatto fisso (*D*). E' dunque chiaro che, applicando una tensione adeguata tra *A* e *B*, si chiude automaticamente il contatto tra *C* e *D*. Si noti che le due coppie di contatti sono tra loro perfettamente isolate, per cui le correnti che circolano nel circuito dello avvolgimento di eccitazione possono non aver nulla in comune con quelle circolanti nell'altro circuito.

Un particolare degno di nota è che la laminetta mobile azionata dall'elettromagnete è congegnata in modo tale che, grazie alla presenza di una molla di richiamo, essa torna a staccarsi dal contatto fisso *D*, non appena viene a mancare la tensione di eccitazione.

La **figura 2** illustra un tipo analogo di relais che, a differenza del primo, è del tipo « NC » (**N**ormalmente **C**hiuso). Infatti, i due contatti *C* e *D* sono chiusi in assenza di eccitazione, e si aprono, interrompendo il circuito relativo, non appena viene applicata la tensione.

Un relais viene classificato a seconda della sensibilità, (ossia dell'energia, espressa in volt o in millampère, necessaria per attirare adeguatamente la laminetta mobile vincendo la forza della molla di richiamo), ed a seconda della portata, ossia dell'intensità di corrente che può essere fatta passare attraverso i due contatti che si chiudono o si aprono durante l'eccitazione. Si hanno pertanto grossi relais, mediante i quali è possibile chiudere o interrompere circuiti nei quali scorrono correnti di centinaia di ampère, e — al termine di una lunga scala — piccolissimi relais, detti **microrelais**, adatti ad interrompere o chiudere circuiti nei quali scorrono correnti molto deboli. Ovviamente, dal momento che le dimensioni (e quindi il peso) dei contatti sono in rapporto all'intensità di corrente che circola nel circuito comandato, ed alle relative esigenze di isolamento, anche l'energia necessaria per l'eccitazione è in relazione alla portata del relais.

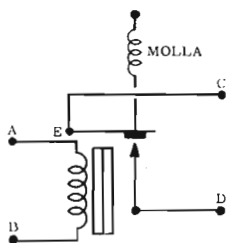



Fig. 1 - Principio del relais. La corrente eccita il nucleo, il quale attrae l'ancoretta che ruota intorno al fulcro E, chiudendo il circuito C - D.

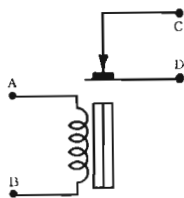



Fig. 2 - In questo caso, il funzionamento avviene al contrario, in quanto l'eccitazione del nucleo apre i due contatti.

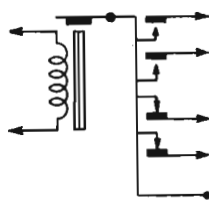



Fig. 3 - Esempio di relais multiplo. In questo tipo, l'ancoretta, spostandosi, chiude i due contatti superiori ed apre i due inferiori.

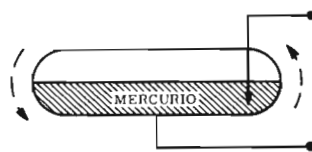



Fig. 4 - Principio del relais a mercurio. L'inclinazione dell'ampolla verso sinistra fa sì che il mercurio si sposti verso tale lato. In tal caso si interrompe il contatto con le elettrodo che si trova immerso nella posizione illustrata.

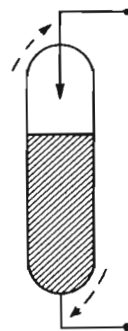



Fig. 5 - Tipo di relais a mercurio, normalmente aperto.

Il principio ora descritto viene adottato anche per la costruzione di relais più complessi: il movimento della laminetta mobile, infatti, può essere sfruttato per chiudere o aprire due o più contatti contemporaneamente, oppure per chiuderne alcuni ed aprirne contemporaneamente altri: in pratica, si tratta di fare in modo che il movimento della laminetta mobile attirata dallo elettromagnete, eserciti la sua influenza su più di un contatto mobile, trasmettendo il suo movimento attraverso collegamenti meccanici costituiti da piastrine o da sbarrette di materiale isolante. La **figura 3** — ad esempio — illustra lo schema di un relais nel quale la laminetta mobile, allorchè si sposta, chiude due contatti, e ne apre altri due, nello stesso tempo.

In questi tipi di relais, il compito dell'energia di eccitazione consiste semplicemente nel fare in modo che il nucleo si magnetizzi, attirando così la laminetta. Detta energia può — di conseguenza — essere indifferentemente a corrente continua o alternata.

Esiste un altro tipo di relais, detto **polarizzato**, nel quale o il nucleo o la laminetta mobile è un magnete permanente. Per questo motivo, lamina e nucleo si toccano in assenza di eccitazione. In tal caso, l'eccitazione deve essere tale da neutralizzare il magnetismo del nucleo, creando un campo magnetico avente una polarità opposta. In questa applicazione, la corrente di eccitazione deve essere continua, e deve avere una determinata polarità, poichè, in caso contrario, essa tenderebbe a rinforzare il campo del magnete permanente, invece di neutralizzarlo.

Un altro tipo ancora, che trova impiego qualche volta nel campo del telecomando, è quello a mercurio. Il principio di funzionamento è illustrato alla **figura 4**, dove si nota un'ampolla di vetro contenente una certa quantità di mercurio, ed un contatto immerso in essa. E' intuitivo che, se l'ampolla viene inclinata in modo che il metallo liquido si porti verso sinistra (ruotando intorno al proprio centro, nel senso indicato dalle frecce) il contatto tra mercurio e l'elettrodo immerso si interrompe. Si tratta di un relais a mercurio del tipo NC. La **figura 5** illustra il medesimo relais, nella versione NA; in tal caso, l'inclinazione dell'ampolla nel senso indicato dalle frecce provoca la chiusura del contatto.

In entrambi i casi, il mercurio è in contatto con un conduttore esterno, tramite uno strato di vernice metallica depositata sulla superficie interna del bulbo, e l'elettrodo fa capo ad un conduttore che, passando attraverso il vetro, lo mette in contatto con l'esterno.

Il movimento dell'ampolla, necessario per azionare il relais, può essere determinato sia dall'inclinazione della intera apparecchiatura su cui e montata l'ampolla, sia da un elettromagnete del tipo già considerato.

Per evitare che le ripetute aperture e chiusure dei contatti di un relais provochino ossidazione a causa delle scintille che si producono, detti contatti sono di solito argentati, o platinati, o trattati con acciai speciali.

Nel tipo a mercurio — invece — l'ossidazione è praticamente impossibile in quanto, internamente all'ampolla, viene praticato il vuoto. In tal caso viene a mancare l'ossigeno che, combinandosi col metallo, ne determina l'ossidazione.

IMPIEGO dei RELAIS per il COMANDO di CIRCUITI

E' facile immaginare quali e quante applicazioni utili ed interessanti sia possibile realizzare con i relais. Consideriamo ad esempio la **figura 6**. In essa si nota un motore elettrico, *M*, al quale è fissata la puleggia (*P*) che ne utilizza la rotazione. Il motore viene azionato dalla batteria *B*, ed il circuito si chiude attraverso i contatti del relais (*R*). Se questo dispositivo è a portata di mano dell'operatore, un comune interruttore, connesso al posto dei contatti del relais, può azionare o fermare il motore, a seconda delle necessità. Se invece il dispositivo è a notevole distanza dall'operatore, il comando di chiusura o apertura del circuito che invia energia elettrica all'avvolgimento di eccitazione può essere conseguente ad un impulso ricevuto via radio, sotto forma di modulazione di una portante, e debitamente amplificato.

La **figura 7** illustra una interessante applicazione di un relais per comando a distanza: il motore *M*, funzionante a corrente continua ed alimentato dalla batteria *B*, può ruotare in un senso o nell'altro, a seconda della polarità con cui viene alimentato dalla batteria. Agendo sul relais *R*, il quale aziona indirettamente il doppio commutatore (*C*1 e *C*2), è possibile invertire tale polarità. In tal modo, se *M* comunica il suo movimento — ad esempio — all'elica di un battello, il funzionamento del relais può stabilire se la marcia di quest'ultimo deve essere in avanti o indietro.

Le applicazioni del relais sono — come si è detto —

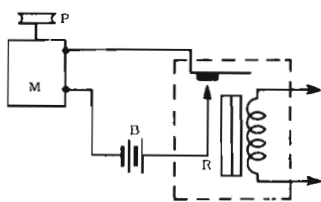



Fig. 6 - Esempio di comando di un circuito tramite un relais. Il motore M, che aziona la puleggia P, funziona solo quando il relais R viene eccitato, in seguito all'applicazione di una tensione ai capi del suo avvolgimento.

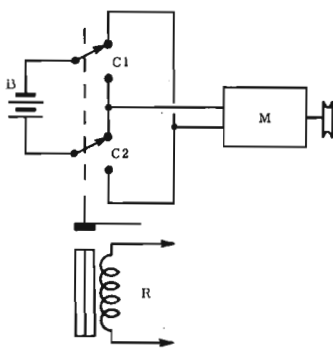



Fig. 7 - Circuito di comando a relais, per l'inversione del senso di rotazione di un motore a c.c.

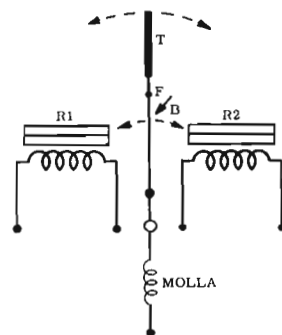



Fig. 8 - Metodo per il comando di un timone (o di altro dispositivo), mediante due relais agenti in senso opposto.

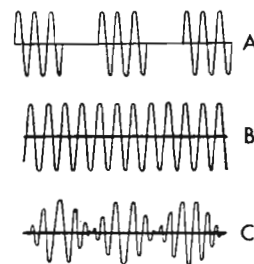



Fig. 9 - Rappresentazione grafica dei tre tipi di segnali: A, ad impulsi, B, ad ampiezza costante, e C a modulazione di ampiezza con toni a B.F.

numerosissime. Volendo fare un altro esempio, osserviamo il congegno illustrato in forma schematica alla **figura 8**. *T* rappresenta la proiezione verticale di un timone, ruotante intorno al fulcro *F*, ed azionato dalla barra *B* di ferro dolce. In condizioni di riposo, la molla *M*, solidale con la barra da un lato, e con un punto fisso dall'altro, provvede a tenerlo perfettamente diritto. Eccitando il relais *R*1, la barra verrà attratta dal magnete, e tenderà a vincere la forza di trazione da parte della molla con forza tanto maggiore, quanto maggiore è l'eccitazione del relais. Il timone si sposterà quindi verso destra. Ovviamente, eccitando invece il relais *R*2, si avrà lo spostamento del timone verso sinistra. Una volta cessata l'eccitazione dell'uno o dell'altro relais, la molla provvederà automaticamente a riportare il timone in posizione diritta.

Dopo questa premessa, necessaria al lettore per comprendere il principio base del radiocomando, possiamo addentrarci nello studio di questo ramo dell'elettronica.

COME AVVIENE il RADIOCOMANDO

Il principio elettronico del radiocomando, nelle sue linee generali, è notevolmente semplice. L'operatore dispone di una stazione trasmittente, dimensionata a seconda delle caratteristiche dell'intero sistema, che può emettere segnali a radiofrequenza in una determinata gamma e con una determinata lunghezza d'onda. Tali segnali, a loro volta, possono essere costituiti da impulsi di Alta Frequenza, come illustrato alla **figura 9 - A**, oppure da oscillazioni continue ad ampiezza costante figura 9-**B**), o ancora da oscillazioni modulate in ampiezza con una o più frequenze, come illustrato alla figura 9-**C**. In ogni caso, sul pannello di comando del trasmettitore sono previsti diversi tipi di controlli (a leva, a manopola, a pulsante, ecc), necessari per dare all'onda portante le caratteristiche volute.

Sul dispositivo telecomandato (sia esso un modellino di aeroplano, di piroscafo, di automobile, treno o altro), è installato un ricevitore in miniatura, accordato sulla medesima frequenza del trasmettitore, ed alimentato con batterie contenute nello stesso modellino. Il processo mediante il quale i comandi trasmessi vengono ricevuti ed attuati, è del tutto analogo alla ricezione radio della quale ci siamo occupati fino ad ora. I comandi teletrasmessi, siano essi sotto forma di impulsi o di suoni modulanti, vengono rivelati ed applicati, sotto forma di correnti elettriche vere e proprie, a uno o più relais. Questi, a loro volta, mettono in azione altri dispositivi elettromeccanici (motorini, leve, ruotismi, ecc.). usufruendo dell'energia elettrica erogata da apposite batterie, anch'esse installate a bordo del modellino.

In tal modo, i diversi comandi teletrasmessi determinano la messa in funzione di un motorino, o il suo disinserimento, lo spostamento di una leva in un determinato senso, l'accensione di una lampadina, ecc.

Esistono impianti di telecomando nella versione più semplice, ossia provvisti di un unico comando, che viene impartito mediante pressione su di un unico pulsante del trasmettitore. In tal caso, ovviamente, può essere trasmesso o ricevuto un solo tipo di segnale. Ciò nonostante, si è trovato il modo, come vedremo, di sfruttare anche un unico segnale per ottenere separatamente diverse azioni successive, come ad esempio la messa in moto del modellino, la svolta a destra, la svolta a sinistra, la retromarcia, ed infine l'arresto. Altri tipi di impianti, invece, permettono di impartire più di un ordine contemporaneamente: in tal caso è possibile, ad esempio, fare in modo che il modellino si sposti con un moto rettilineo, e che successivamente svolti a destra o a sinistra, emettendo contemporaneamente segnali acustici (o luminosi, dal lato corrispondente alla virata). E' altresì possibile farlo procedere in senso opposto (retromarcia), facendolo anche virare da un lato.

TIPI di TRASMETTITORI

Nel caso più semplice di comando unico — precedentemente citato — il trasmettitore è paragonabile ad un generatore di segnali A.F. La **figura 10 - A** rappresenta simbolicamente un trasmettitore di questo tipo; il pulsante, visibile sul pannello di comando, provvede semplicemente, come un comune tasto telegrafico, ad inserire o disinserire la tensione anodica. In tal caso, quando la tensione è presente, si ha irradiazione del segnale modulato, ed il modello telecomandato riceve l'ordine. In assenza di tensione anodica, invece, non si ha trasmissione di ordini, ed il modello resta nelle condizioni in cui è stato predisposto dall'ultimo comando.

Per la trasmissione separata o contemporanea di due o più comandi, la prima soluzione escogitata (e che, sebbene sia la più complessa e costosa, viene ancora

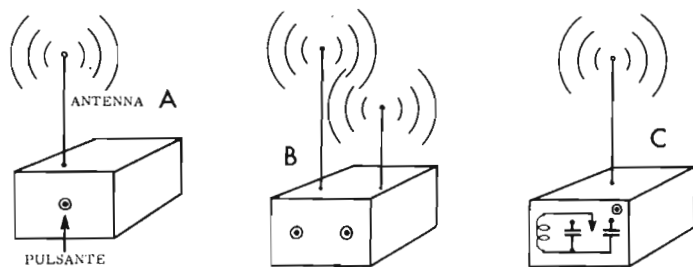



Fig. 10 - Tre tipi di trasmettitori: in A, tipo semplice, con modulazione ad impulsi: in B, tipo doppio, per la trasmissione su due diverse frequenze, con due antenne distinte, ed in C, trasmettitore singolo con possibilità di variare la frequenza della portante.

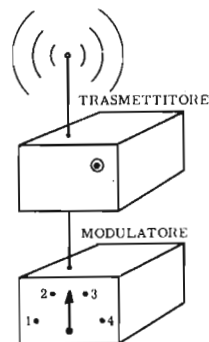



Fig. 11 - Principio del trasmettitore di segnali a modulazione di ampiezza, con modulatore separato.

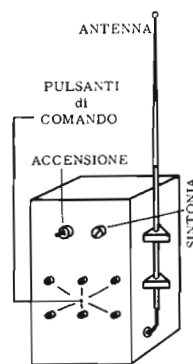



Fig. 12 - Trasmettitore completo, autoalimentato, di tipo portatile.

adottata in casi speciali), consiste nell'impiego di due o più trasmettitori funzionanti su frequenze diverse come in figura 10-**B**, o di un trasmettitore con possibilità di variazione della frequenza portante. In tal caso, naturalmente, non essendovi una mente che possa variare la sintonia del ricevitore sull'oggetto telecomandato, occorrono tanti ricevitori quante sono le frequenze sulle quali è possibile inviare ordini (figura 10 - **C**).

Il progresso tecnico ha comunque consentito la soluzione di questo problema in modo notevolmente più semplice, ossia mediante un unico trasmettitore, funzionante su frequenza portante unica, e modulato in ampiezza con più di una frequenza. Il numero di frequenze di modulazione, comprese nel campo delle frequenze acustiche, dipende dal numero di comandi che si desidera poter trasmettere; ciascuna di esse, infatti, determina il funzionamento di un determinato meccanismo sull'apparecchio radiocomandato.

Nei trasmettitori di questo tipo, come si nota alla **figura 11**, si ha un generatore di onde ad Alta Frequenza, ed un modulatore che, nel caso illustrato, può modulare la portante con quattro diverse frequenze. Per impartire i diversi ordini, è sufficiente predisporre il modulatore sulla frequenza corrispondente al comando voluto, e successivamente premere il pulsante del trasmettitore che provvede ad irradiare il comando.

Nelle applicazioni dei modellini radiocomandati, la frequenza della portante deve essere per legge su determinate gamme; la potenza è limitata a meno di 5 watt, e la portata utile è di qualche chilometro nelle migliori condizioni. L'antenna spesso è del tipo a radiostilo, telescopico, analoga a quelle adottate per i radioricevitori installati a bordo delle automobili. Ovviamente, per avere il massimo rendimento, l'antenna trasmittente deve essere accordata con ogni cura, cosa che si ottiene stabilendone la lunghezza ad un quarto esatto della lunghezza d'onda. Se l'antenna risultasse troppo ingombrante, la si potrà accordare sulla sua *lunghezza elettrica*, tenendo lo stilo più corto, e compensando la differenza con un'induttanza in serie (si veda in proposito quanto detto a pagina 995).

I trasmettitori di questo tipo possono essere a valvole, o a transistori, nel qual caso, come ben sappiamo, si ha il vantaggio di un minor consumo, di un minor peso e di minori dimensioni: ciò, comunque, non è così importante come lo è per il ricevitore, che deve essere installato a bordo del modellino.

Nel linguaggio tecnico, la trasmissione di impulsi o di comandi corrispondenti a suoni di diversa frequenza, viene denominata **codificazione**: all'atto della ricezione, la funzione di interpretazione dei segnali trasmessi viene definita **decodificazione**. Ciò deriva dal fatto che la natura dei segnali stessi costituisce, nei confronti delle caratteristiche di funzionamento del sistema, un vero e proprio codice.

Per assicurare una buona stabilità della frequenza, necessaria ad evitare che un segnale trasmesso non venga ricevuto, i trasmettitori sono generalmente del tipo con controllo a quarzo. I modulatori per la produzione dei segnali in codice sono invece normali oscillatori del tipo *RC* o *LC* per frequenze acustiche. La frequenza di modulazione viene variata agendo su un certo numero di pulsanti, ciascuno dei quali inserisce una determinata capacità in parallelo al circuito di sintonia dell'oscillatore di Bassa Frequenza. Un ultimo particolare che dobbiamo mettere in rilievo, è che — per motivi che vedremo tra breve nello studio del funzionamento dei ricevitori — tali frequenze devono essere abbastanza distanti l'una dall'altra nello spettro che le comprende, ed inoltre nessuna di esse deve avere un valore coincidente o comunque molto prossimo ad una armonica di un'altra. In caso contrario, se un segnale ha una frequenza — ad esempio — di 250 Hz, ed un altro, corrispondente ad un diverso comando, ha una frequenza di 500 Hz, sussiste il pericolo che ciascuno di essi faccia vibrare contemporaneamente due lamine.

La **figura 12** illustra l'aspetto di un trasmettitore completo di modulatore e di batteria di alimentazione. Si noti il sistema di fissaggio del radiostilo telescopico a lato, e la presenza dei diversi comandi (interruttore di accensione, controllo di sintonia, e pulsanti di comando sufficienti per impartire sei ordini diversi).

TIPI di RICEVITORI

Come si è detto, il compito del ricevitore consiste nel captare i segnali provenienti dal trasmettitore, e nel rivelarli, trasformandoli in correnti elettriche, aventi intensità sufficienti per azionare i diversi congegni che provvedono ad « eseguire » l'ordine ricevuto.

Nel caso al quale ci riferiamo, ossia nei piccoli modelli radiocomandati di navi, aeroplani, ecc., il ricevi-

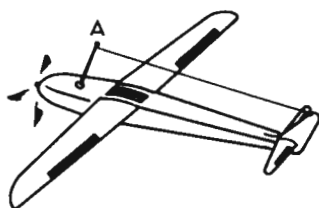



Fig. 13 - Installazione di un'antenna orizzontale sul modellino di un aeroplano.

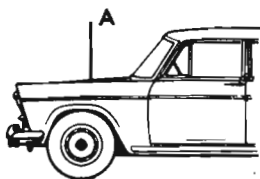



Fig. 14 - Installazione di un'antenna verticale, sul modellino di un'automobile radiocomandata.

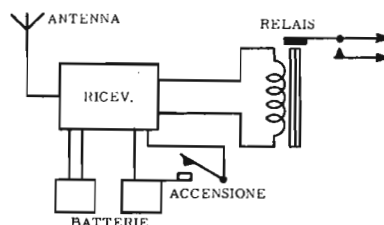



Fig. 15 - Il più semplice ricevitore consta di uno stadio, alimentato a batterie, e di un relais, azionato dal segnale ricevuto.

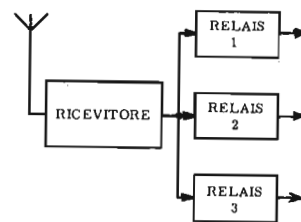



Fig. 16 - Negli impianti più complessi, si hanno in uscita più relais selettivi, eccitabili separatamente con diverse frequenze di modulazione.

tore può essere, come lo stesso trasmettitore, sia a valvole che a transistori. Naturalmente, questi ultimi, specie in seguito agli ultimi progressi che ne consentono il funzionamento con buona stabilità e rendimento anche nel campo delle onde cortissime (V.H.F.), si dimostrano più utili per il minor peso, il minor ingombro e la necessità di un'alimentazione assai più ridotta.

Si tratta sempre di ricevitori ad elevata sensibilità, che, per ovvie ragioni di spazio e di peso, devono avere un numero minimo di stadi. Per questo motivo, spesso, si tratta di circuiti a superreazione, del tipo noto al lettore: in tal caso, infatti, non si hanno nè stadi di preamplificazione ad Alta Frequenza, nè stadi amplificatori a Media Frequenza.

A seconda delle dimensioni del modellino radiocomandato, l'antenna può essere costituita da un conduttore che si estende per tutta la lunghezza dell'oggetto (se si tratta di un aereo come illustrato alla **figura 13**), oppure verticalmente, come illustrato alla **figura 14**.

In linea di massima, si può affermare che i circuiti dei ricevitori adottati a questo scopo sono su per giù sempre i medesimi: si tratta — ripetiamo — di uno stadio rivelatore, funzionante in superreazione, seguito o meno da uno o più stadi di amplificazione di Bassa Frequenza. Naturalmente, nei modelli più semplici, nei quali il segnale radiotrasmesso comanda un solo relais, questo può essere del tipo ad altissima sensibilità, tale cioè che anche una corrente debolissima (come quella proveniente dal segnale) possa eccitarlo.

In altri casi, invece, trattandosi di dispositivi più complessi, il ricevitore deve fornire in uscita anzitutto segnali di B.F. aventi diverse frequenze, (di cui ciascuna eccita un determinato relais), ed inoltre è opportuno disporre di una certa amplificazione, per fornire a detti relais una corrente di eccitazione di una certa intensità.

La **figura 15** illustra la rappresentazione schematica di un ricevitore adatto per modulazione singola ad impulsi. Il ricevitore, alimentato da una o da due batterie, a seconda che sia rispettivamente a transistori o a valvole, amplifica gli impulsi ricevuti, e la corrente relativa eccita il relais connesso ai capi dell'uscita. Questo ultimo, a sua volta, chiude il circuito che aziona dispositivi meccanici, sui quali ci dilungheremo tra breve.

La **figura 16** illustra invece un caso più complesso: si tratta di un ricevitore, analogo al precedente, ma di maggior potenza, all'uscita del quale sono connessi tre relais. Ciascuno di essi può essere eccitato da un segnale emesso dal trasmettitore, avente una determinata frequenza. In tal caso, se le frequenze di modulazione del trasmettitore sono — ad esempio — 50, 120 e 220 Hz, si può fare in modo, mediante accorgimenti che conosceremo, che i tre segnali eccitino rispettivamente i relais 1, 2 e 3. Naturalmente, data la necessaria semplicità dei circuiti, ogni segnale deve essere trasmesso separatamente. Mediante questo sistema, è dunque possibile impartire tre ordini diversi, Se, ad esempio, il modellino è già predisposto per la marcia in avanti, si può far sì che un segnale corrisponda alla svolta a destra, uno alla svolta a sinistra, ed uno alla retromarcia.

Naturalmente, aumentando il numero dei relais, ed il numero delle frequenze di modulazione, e ricorrendo per alcuni canali, all'uso di relais più complessi (con più di un circuito, come illustrato alla figura 3), è possibile impartire un maggior numero di comandi, e, contemporaneamente, fare in modo che alcuni di essi provochino più di una reazione nel modellino.

E' così possibile, attraverso congegni relativamente complessi, realizzare modellini che, in seguito ai comandi trasmessi, effettuino tutte le manovre che possono essere effettuate dalla nave o dall'aereo vero.

TIPI di DECODIFICATORI

Si è detto in precedenza, che la decodificazione consiste nell'interpretazione dei comandi radiotrasmessi. In sostanza, l'azione è analoga a quella dello stadio rivelatore di un comune ricevitore radio: il rivelatore (seguito o meno da stadi amplificatori di Bassa Frequenza), fornisce i segnali a frequenza udibile, e l'altoparlante o la cuffia li ritrasformano in onde sonore. Analogamente, il ricevitore provvede a fornire i segnali utili a corrente alternata, ed il relais o i relais connessi all'uscita li trasformano in azioni meccaniche.

Il più semplice decodificatore è quello già illustrato alla figura 15. Infatti, è intuitivo che, finchè il segnale viene trasmesso, il relais resta in funzione; l'azione cessa in quanto il relais torna ad assumere la posizione di riposo, determinata dalla molla di richiamo (vedi figura 1) quando il segnale viene meno.

Il sistema di trasmissione a modulazione singola può essere ulteriormente perfezionato, adottando un relais del tipo illustrato alla **figura 17-A**. In essa si nota un

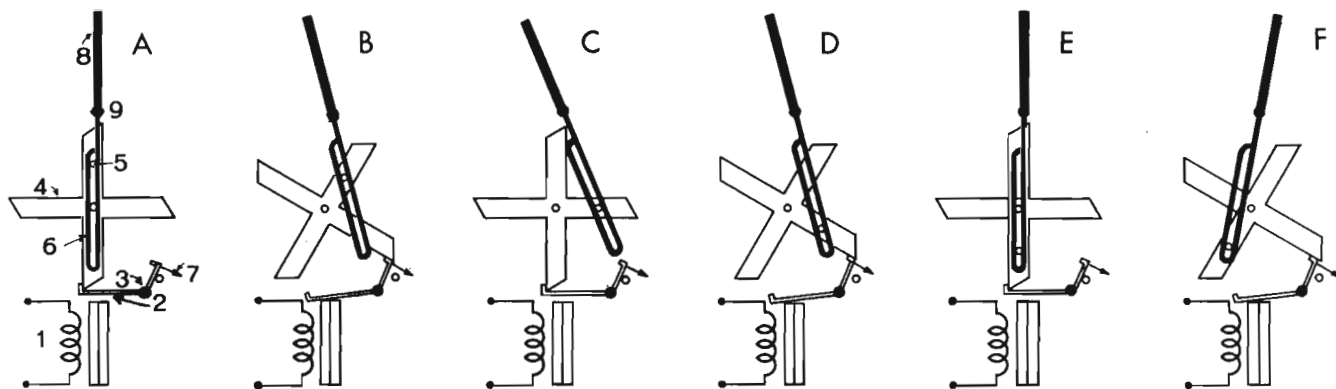



Fig. 17 - Metodo elettromeccanico per ottenere diversi comandi con l'impiego di un solo relais non selettivo. Mediante la rotazione di un eccentrico, è possibile ottenere cinque diverse posizioni della barra comandata. La forza che determina la rotazione della ruota a quattro denti è dovuta ad un elastico di gomma, che viene precedentemente « caricato » mediante torsione.

elettromagnete (**1**), il quale attira l'ancoretta mobile (**2**) ruotante intorno al perno (**3**). Questa, a seconda della sua posizione, consente o meno la rotazione della ruota dentata a quattro denti (**4**), che, per la sua rotazione, trae l'energia necessaria da un elastico precedentemente caricato torcendolo su se stesso. L'ancoretta e la ruota dentata sono congegnati però in modo tale che, per ogni spostamento della prima, la seconda può compiere solo un ottavo di giro, in quanto viene ad urtare contro il secondo braccio dell'ancoretta, che agisce da fermo. La diseccitazione del relais libera l'arresto, e la ruota compie un altro ottavo di giro.

Si tenga presente che quattro impulsi di trasmissione corrispondono — in effetti — a otto interventi sul relais. Infatti, ogni qualvolta il pulsante del trasmettitore viene abbassato, il relais si diseccita. I due movimenti del pulsante corrispondono quindi ad 1/4 di giro della ruota dentata. Mediante la trasmissione di quattro impulsi, la ruota compie un giro intero.

Nella figura si nota inoltre un perno fissato ad uno dei denti della ruota (**5**), il quale, nella sua rotazione, trascina un'asola, solidale con una barra (**6**). Osservando le figure successive, (17-**B** e 17 **C**, ecc.), è evidente che la barra può assumere 8 diverse posizioni, di di cui quattro corrispondono alle eccitazioni successive del relais, ed altre quattro a condizioni di riposo.

Se la barra è solidale (ad esempio) con un timone, è intuitivo che, partendo dalla posizione iniziale (barra diritta), e se la ruota può muoversi a causa dell'elastico in senso orario, il modellino radiocomandato potrà andare diritto, indi voltare leggermente a destra, poi, in seguito alla diseccitazione del relais può curvare a destra con un raggio minore. Indi, attraverso successivi impulsi, riassumere la posizione di curva a destra, direzione rettilinea, curva a sinistra, ecc.

In tal modo, pur disponendo di un trasmettitore con una sola frequenza di modulazione, è possibile ottenere cinque diverse posizioni del timone. A tutta prima, potrà sembrare scomodo il fatto di dover passare attraverso la curva a destra prima di poter ottenere la svolta a sinistra; tuttavia, nell'applicazione pratica, è facile rendersi conto che la risposta meccanica è molto lenta rispetto alla rapidità con cui è possibile intervenire sul trasmettitore a mezzo del pulsante relativo. Di conseguenza, partendo dalla posizione di riposo, (figura 17-A), è sufficiente premere e lasciare il pulsante due volte, indi premerlo ancora e lasciarlo in tale posizione, per avere — ad esempio — una curva a sinistra.

Con questo meccanismo è possibile un'altra interessante applicazione: se, in luogo del timone, la barra spostata dalla ruota dentata aziona un commutatore a cinque posizioni (due per lato ed una centrale), è possibile ottenere diversi tipi di azioni, come ad esempio l'accensione di una lampadina, il suono di una cicala, la messa in moto in avanti, la retromarcia, o l'arresto.

I dispositivi di questo tipo, impiegati nel campo del radiocomando di modellini, sono numerosissimi. Dal momento che essi sono fondati tutti sui medesimi principi e — d'altra parte — possono essere sia costruiti con relativa facilità, sia acquistati presso i rivenditori che trattano appunto di tali articoli, descriveremo solo una seconda versione, e ci occuperemo, dopo, dei relais multipli per impianti più complessi.

La **figura 18** illustra il metodo mediante il quale è possibile variare la velocità di rotazione — ad esempio — di un motorino ad autoaccensione (funzionante ad etere), del tipo normalmente adottato sui modellini di motoscafi e di aeroplani. Come è facile osservare, il carburante può giungere alla camera di scoppio attraverso due vie distinte, corrispondenti a due diversi livelli, ognuno dei quali consente una diversa miscela, aria - carburante, esattamente come avviene nei comuni motori.

Quando il motore è alimentato con una miscela più ricca, la velocità di rotazione è ovviamente maggiore, e viceversa. Per attuare la variazione, è sufficiente ostruire una delle aperture, comunicanti con i due condotti di aspirazione d'aria: in tal modo, il motore è costretto ad aspirare una certa quantità di etere, mentre l'aria viene aspirata dalla apertura libera. Ostruendo l'altra apertura d'aria, la prima consente il passaggio dell'aria, ed il carburante viene aspirato dal secondo condotto (diversa miscela).

La commutazione meccanica viene effettuata da una leva — sulla cui estremità sono applicate due guarnizioni di gomma che consentono una buona tenuta — azionata da un comando a relais nel modo ormai noto.

Con questo dispositivo è dunque possibile, mediante il radiocomando, passare dalla velocità di decollo (maggiore) ad una velocità di crociera (minore) per un modellino di aeroplano, oppure, per un motoscafo, dalla velocità di partenza (minore) a quella di competizione.

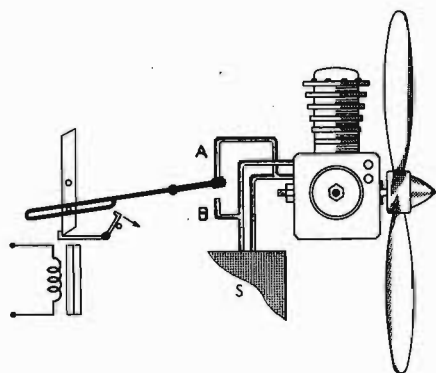



Fig. 18 - Variazione di velocità, con comando a relais, ottenuta chiudendo alternativamente i due canali di aspirazione dell'aria, A e B.

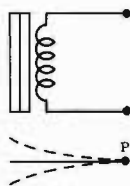



Fig 19 - Prncipio della lamina vibrante. Se l'avvolgimento è percorso da c.a., essa tende a vibrare con la frequenza della corrente. L'ampiezza delle vibrazioni è massima, se la frequenza coincide con quella di risonanza della lamina stessa.

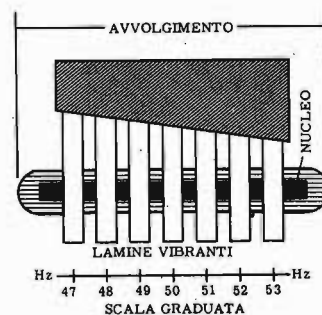



Fig. 20 - Nel frequenzimetro, si hanno diverse lamine, di diferente lunghezza. Ciascuna può vibrare su una sola frequenza, che viene letta direttamente sulla scala.

Come si è visto, combinando l'azione elettromeccanica di un relais con l'oscillazione di leve, la rotazione di eccentrici, lo scatto di commutatori, ecc., è possibile inviare per via radio diversi tipi di comandi, mediante i quali si può « guidare » un mezzo semovente, sia del tipo terrestre, che marino o addirittura aereo.

Vediamo ora su quali principi si basano gli impianti di telecomando più complessi.

Relais a lamine vibranti

I relais a lamine vibranti sfruttano il principio, ben noto al lettore, della risonanza, sul quale è basato anche uno strumento di misura al quale non abbiamo ancora accennato, detto *frequenzimetro*.

Come sappiamo, allorchè un'onda sonora o elettromagnetica investe rispettivamente un oggetto o un conduttore avente caratteristiche tali da corrispondere alla frequenza dell'onda stessa, esso risuona su quest'ultima. Nel caso di un oggetto nei confronti dell'onda sonora, esso vibra sulla medesima frequenza, e, nel caso del conduttore (ad esempio un'antenna), esso diventa sede di correnti alternate alla medesima frequenza.

Un fenomeno del tutto analogo si verifica allorchè un campo magnetico alternato esercita la sua influenza su un corpo ferromagnetico (come ad esempio una laminetta metallica, un diapason, o altro), che sia libero di vibrare. La **figura 19** illustra appunto il caso di una lamina, fissa ad una estremità e libera all'altra, disposta in modo da subire l'attrazione da parte dello elettromagnete dal lato dell'estremità libera. Se l'elettromagnete viene eccitato con corrente continua, la lamina viene attratta quando la corrente circola, e torna alla posizione di riposo quando essa cessa.

Supponiamo ora che una corrente alternata, a bassissima frequenza (ad esempio due cicli al secondo) percorra l'avvolgimento. In un secondo, la lamina viene attratta dal magnete quattro volte, in quanto, non essendo essa stessa magnetizzata, viene attratta sia da un polo Nord che da un polo Sud. Detti poli si alternano appunto quattro volte in due cicli completi.

Una vibrazione di quattro oscillazioni al secondo può essere certamente seguita da una laminetta avente una certa elasticità; tuttavia, se — per un valore della frequenza di 150 Hz — le vibrazioni devono essere 300, la lamina potrà seguirle solo se le sue dimensioni fisiche (spessore, lunghezza, peso ed elasticità) sono tali da conferirle tale frequenza di risonanza.

Su questo principio si bassa appunto il frequenzimetro, nel quale, come si nota alla **figura 20**, si ha un unico avvolgimento di eccitazione, provvisto di un nucleo avente una sezione stretta e lunga. In prossimità del nucleo, si trova un certo numero di lamine vibranti, ciascuna delle quali risuona su una frequenza. La differenza tra tali frequenze può essere di 1 Hz o anche di 1/2 Hz, a seconda della precisione richiesta.

Allorchè l'avvolgimento è percorso da una corrente alternata, la lamina la cui frequenza di risonanza corrisponde a quella della corrente di eccitazione entra in vibrazione. L'estremità libera, che può essere osservata anteriormente attraverso il quadrante dello strumento, indica con le vibrazioni il valore della frequenza sulla scala relativa. Le due laminette che precedono e seguono quella oscillante sulla frequenza di risonanza, vibrano anch'esse, ma con ampiezza tanto minore quanto maggiore è la discordanza. In tal modo è possibile conoscere con buona precisione la frequenza della corrente di eccitazione, se incognita.

Il principio ora visto viene sfruttato nelle applicazioni del radiocomando, con l'aggiunta di un accorgimento che consente di trasformare le vibrazioni delle lamine eccitate di un relais multiplo, in altrettanti contatti stabili. La **figura 21** illustra in **A** l'aspetto di un relais a diverse lamine vibranti, ed in **B** la rappresentazione schematica dello stesso. Come si può osservare, anche in questo caso si ha un unico avvolgimento, il quale viene percorso sia dalla corrente anodica o dalla corrente del collettore (a seconda che si tratti di una valvola o di un transistore) dell'ultimo stadio, sia — contemporaneamente — dalla corrente alternata dovuta al segnale di Bassa Frequenza.

Quest'ultimo segnale ha una frequenza determinata da quella di modulazione del trasmettitore, che — in tal caso — deve essere del tipo illustrato alla figura 12. Ogni singola lamina del relais è dimensionata in modo tale da vibrare su una certa frequenza (detta appunto di risonanza) della corrente alternata di eccitazione. Riferendoci a quanto già detto precedentemente, specifichiamo che le singole frequenze di risonanza delle varie lamine devono essere scelte in modo che nessuna di esse corrisponda ad un'armonica di un'altra.

Supponiamo che le lamine siano tarate per vibrare

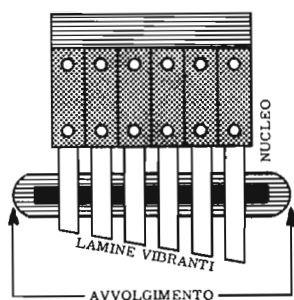



Fig. 21-A - Nel relais selettivo si ricorre al medesimo principio, con la differenza che le vibrazioni vengono sfruttate per la chiusura di tanti contatti quante sono le lamine.

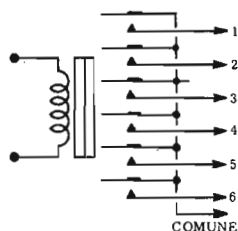



Fig. 21-B - Rappresentazione schematica del relais di figura 21-A. Sono rappresentate le sei lamine vibranti, ed i relativi contatti, aventi tutti un polo in comune.

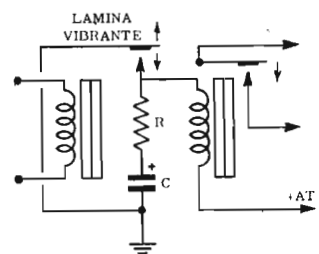



Fig. 22 - Il contatto vibrante del relais selettivo fa a sua volta funzionare un relais normale, attraverso un dispositivo integratore (R e C), che provvede a rendere costante l'eccitazione.

sulle seguenti frequenze: la prima (1) su 50 Hz, la seconda (2) su 80, la terza su 130, e le successive, rispettivamente, su 170, 230, e 270 Hz. Come si nota, nessuna di queste frequenze ha un sottomultiplo in comune, per cui non sussiste alcun pericolo che due lamine possano vibrare contemporaneamente sulla medesima frequenza. In pratica, l'aspetto delle lamine citate è paragonabile a quello della tastiera di un'armonica a bocca, o della parte attiva di un «carillon», con la differenza che esse non hanno il solo compito di vibrare su una determinata frequenza, bensì anche quello di chiudere un circuito elettrico. Infatti, durante la vibrazione, la estremità di ciascuna di esse entra in contatto con un elettrodo posto ad una distanza tale che il contatto non abbia luogo allorchè la lamina è ferma, mentre si verifica durante le oscillazioni meccaniche.

Ovviamente, data la funzione meccanica dell'organo vibrante, il contatto non può essere tale da assicurare il passaggio costante (durante le vibrazioni), di una corrente di intensità apprezzabile. La corrente risulta invece intermittente, e per questo motivo, si fa in modo che ciascuna lamina, attraverso un circuito integratore, alimenti — a sua volta — un secondo relais, semplice o multiplo, a seconda dei casi, il quale agisce direttamente sul dispositivo meccanico comandato.

La **figura 22** illustra un tipico circuito integratore adatto allo scopo. Come si nota, la lamina vibrante chiude il circuito di alimentazione del secondo relais, in serie all'avvolgimento del quale si trova un condensatore di capacità elevata (generalmente un elettrolitico), ed una resistenza limitatrice.

Mentre il contatto della lamina vibrante è aperto, nessuna corrente passa attraverso l'avvolgimento del secondo relais. Tuttavia, tramite l'avvolgimento stesso e la resistenza *R*, *C* si carica, per la tensione continua applicata ai capi del circuito. *R* e *C*, in serie tra loro, sono in parallelo ai contatti che si chiudono durante le vibrazioni della lamina. Ciò costituisce un circuito integratore: negli istanti in cui i contatti sono chiusi, l'avvolgimento del relais è eccitato dalla corrente continua alimentante il circuito, mentre, negli istanti in cui i contatti si aprono, esso viene eccitato dalla corrente di carica del condensatore *C*. Così, sebbene la lamina vibri alla frequenza del segnale di modulazione prescelto, il secondo relais resta eccitato per tutto il tempo in cui il segnale viene trasmesso.

Ovviamente, in un sistema a diversi canali, ogni lamina vibrante comanda un proprio relais, ed è provvista di un suo circuito integratore.

Riassumendo, se il trasmettitore funziona su una determinata frequenza portante, ad esempio 27 MHz, modulabile direttamente con 6 diverse frequenze acustiche come quelle precedentemente citate (mediante la pressione sul pulsante corrispondente), è possibile montare in serie alla placca (o al collettore) dell'ultimo stadio di Bassa Frequenza del ricevitore, un relais a sei lamine vibranti, le cui frequenze di risonanza corrispondano appunto a quelle di modulazione.

In tal caso, la presenza di una qualsiasi delle frequenze di modulazione costringe la lamina corrispondente a vibrare. Questa — a sua volta — provvede, con l'aiuto del circuito integratore, ad eccitare direttamente il relais supplementare, che agisce meccanicamente sul comando al quale è destinato.

La possibiltà di azionare separatamente diversi relais, tramite un relais a lamine vibranti, ha permesso la realizzazione di apparecchiature di radiocomando molto complesse. Non esiste un limite vero e proprio al numero delle lamine che è possibile far vibrare. Nei confronti del trasmettitore, le cui dimensioni non sono critiche in quanto resta fermo nel punto di comando, la presenza di un elevato numero di canali si risolve in un numero corrispondente di pulsanti sul pannello di controllo, ed in un analogo numero di capacità, da questi inserite nel circuito che produce le frequenze di modulazione. Nei confronti del ricevitore — invece — essa si risolve innanzitutto nell'impiego di un relais con un adeguato numero di lamine (e quindi di un ingombro e peso proporzionalmente maggiori), e, secondariamente, in un numero corrispondente di relais secondari, di circuiti integratori, e di dispositivi meccanici comandati.

Risulta evidente che il numero di canali ammissibile dipende anche dalla disponibilità di spazio, di peso e di volume nel modello. Queste tre caratteristiche dipendono, a loro volta, dalla potenza del mezzo propulsore. Infatti, se l'intero complesso ricevente comporta un peso che, unito a quello dello scafo (o dell'aereo), è superiore ad un certo limite, è necessaria una proporzione tra la potenza del motore, l'autonomia (e quindi le dimensioni delle batterie di alimentazione e del serbatoio di carburante), ed il peso totale. Occorre allora un compromesso tra i diversi fattori.

RICEVITORI e TRASMETTITORI per RADIOCOMANDO

Prima di accingersi alla costruzione di un impianto costituito da un trasmettitore e da un ricevitore, atto alla esecuzione di diversi comandi, avente notevole portata, è opportuno che il principiante si procuri un buon corredo di esperienze, che — come ben sappiamo — possono derivare soltanto dalla pratica graduale attraverso varie fasi successive.

In realtà, il lettore conosce ormai abbastanza dettagliatamente sia i circuiti di trasmissione che quelli di ricezione, per cui non dovrebbe essere necessario un lungo tirocinio, almeno per quanto riguarda la parte elettronica. Tuttavia, nel campo del radiocomando, le differenze sostanziali che sussistono nei confronti delle apparecchiature di rice-trasmissione comportano particolari accorgimenti che — ripetiamo — possono essere appresi soltanto con la pratica acquisita in questo ramo particolare.

In linea di massima, il procedimento di irradiazione dei segnali è analogo a quello con cui si effettuano trasmissioni in grafia o in fonia: la sola differenza consiste nel fatto che, nel caso della trasmissione ad impulsi (paragonabile alle comunicazioni in grafia), non occorre conoscere un codice molto complesso, e non occorre alcuna abilità per trasmettere e per ricevere. Basta infatti ricordare il codice che lo stesso costruttore stabilisce nei confronti delle manovre che il modellino dovrà compiere. Nel caso della trasmissione di segnali modulati in ampiezza, l'operazione è ancora più facile, in quanto ogni singola nota è determinata dalla semplice pressione su di un pulsante, o dallo spostamento di un interruttore a leva, il quale, logicamente, può essere contrassegnato con diciture corrispondenti alla azione voluta (destra, sinistra, avanti, indietro, ecc.).

Un particolare di una certa importanza è il dimensionamento del trasmettitore. La potenza non deve essere superiore a quella consentita per legge, che ammonta a 5 watt, e, d'altra parte, un modellino, per quanto grande, non può più essere guidato agevolmente quando oltrepassa una certa distanza, specie se si tratta di un aeroplano, in quanto ad un certo punto l'oggetto non può più essere osservato dalla persona che lo comanda. Di conseguenza, è evidente che le dimensioni del trasmettitore dipendono unicamente dal numero degli stadi che lo costituiscono, dall'autonomia delle batterie incorporate, nonchè dalla maggiore o minore complessità dei circuiti. Ove possibile, nulla vieta di alimentare l'apparecchio direttamente con la corrente alternata di rete, prelevata tramite un cavo flessibile ed avente una certa lunghezza, per consentire all'operatore di seguire il modello durante le sue evoluzioni.

L'antenna può essere costituita da un dipolo, o da un semplice elemento verticale (antenna Marconi). In ogni caso, data la lunghezza d'onda, le dimensioni sono sempre tali da consentire l'installazione direttamente a fianco o sopra l'involucro dell'apparecchio, così come abbiamo visto alla lezione precedente.

Prima di occuparci a fondo della tecnica dei trasmettitori, vediamo come può essere realizzato un ricevitore.

COSTRUZIONE di RICEVITORI per RADIOCOMANDO

I circuiti adatti alla ricezione dei segnali trasmessi, contenenti gli ordini di comando, possono essere di diverso tipo; nella scelta, si tiene conto di diversi fattori, come la sensibilità richiesta (in rapporto alla distanza dal trasmettitore ed alla sua potenza), le dimensioni, il peso, ecc. Come abbiamo già accennato, essi possono essere sia a valvole che a transistori; la sensibilità necessaria può essere ottenuta sia attraverso un circuito supereterodina (ossia con conversione di frequenza), sia attraverso uno stadio rivelatore funzionante in superreazione, seguito o meno da altri stadi.

Naturalmente, i circuiti supereterodina offrono le migliori garanzie di stabilità, sensibilità, e sicurezza di funzionamento: essi però — logicamente — richiedono un numero di stadi relativamente elevato, e, di conseguenza, comportano un ingombro ed un peso più rilevante. Oltre a ciò, occorre aggiungere che il circuito di un ricevitore supereterodina per radiocomando consta di un notevole numero di componenti (stadi amplificatori, circuiti accordati, resistenze, condensatori, ecc): maggiore è il numero dei componenti di un circuito, maggiore è anche la possibilità di guasti da parte di quest'ultimo, specie in caso di urti violenti.

Se si traggono le conclusioni da quanto sopra, e, in considerazione del fatto che con i circuiti a superreazione è possibile ottenere del pari una sufficiente stabilità ed una buona sensibilità, si può affermare che risultano preferibili, specialmente nelle prime realizzazioni dilettantistiche, i tipi a superreazione.

Uno dei fattori più importanti che consentono la scelta di un ricevitore a superreazione è, contrariamente alle apparenze, il fattore selettività. Sappiamo già che, nei confronti della supereterodina, il circuito di rivelazione a reazione offre una pari sensibilità, ma una selettività notevolmente inferiore: ciò, tuttavia, ha la

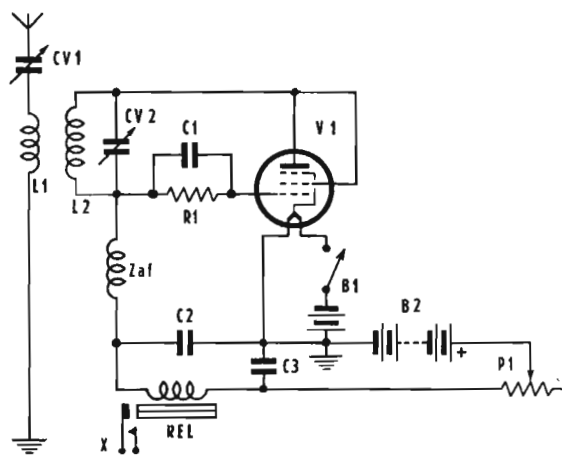



Fig. 1 - Circuito elettrico di un semplice ricevitore, ad una valvola funzionante in superreazione, per radiocomando. CV1 adatta l'impedenza dell'antenna, e CV2 consente la sintonia sulla frequenza di ricezione. La polarizzazione che si sviluppa ai capi di R1, a seconda che il segnale venga ricevuto o meno, fa variare la corrente anodica, tanto quanto basta per eccitare o diseccitare il relais in serie al circuito di placca. Questo è regolabile mediante una molla di richiamo, e tramite il potenziometro P1. In tal modo, interrompendo la trasmissione del segnale (non modulato), si ha l'apertura o la chiusura dei contatti contrassegnati « X ».

massima importanza agli effetti della ricezione di emittenti dilettantistiche, ma perde praticamente tale importanza nei confronti del telecomando. Infatti, esistono ben poche probabilità che, nel raggio utile di un trasmettitore, ne esista un altro che funzioni su una frequenza prossima, e che possa quindi interferire con quello sul quale il ricevitore è sintonizzato.

L'antenna del ricevitore

Nei confronti dei ricevitori a superreazione, l'impiego di antenne risonanti in quarto d'onda o a mezza onda non è consigliabile; infatti, date le condizioni di funzionamento, prossime a quelle di innesco delle oscillazioni, la presenza di un'antenna accordata può creare un certo slittamento di frequenza, che costringe il circuito dello stadio a funzionare più come oscillatore che come rivelatore. In tal caso, l'antenna verrebbe ad assorbire energia dal circuito, irradiandola nello spazio, piuttosto che fornirgliene sotto forma di segnale utile.

Per le applicazioni su modellini di navi o di aeroplani, si ricorre di solito all'impiego di semplici antenne, costituite da un conduttore teso orizzontalmente, così come abbiamo visto alla lezione precedente (figura 13). In genere, per una frequenza di circa 27 MHz, è sufficiente un conduttore (acciaio, bronzo fosforoso, o un tubetto di alluminio), avente una lunghezza compresa tra 50 e 80 centimetri, a seconda della lunghezza del modellino sul quale è installata. Per frequenze maggiori, si usano antenne più corte, o piccoli dipoli.

Per i ricevitori supereterodina, invece, risulta opportuno impiegare antenne accordate. In genere, se si usa sul trasmettitore un'antenna direttiva, (ad esempio un dipolo con elemento riflettore ed uno o più elementi direttori), conviene che questa sia polarizzata verticalmente. In tal caso, dando la medesima polarizzazione verticale anche all'antenna ricevente applicata al modellino, è più facile estendere la portata ed ottenere maggiore sensibilità, nonostante le eventuali evoluzioni (cambiamenti di direzione e quindi di orientamento) da parte di quest'ultimo.

L'antenna generalmente è connessa al circuito di ingresso tramite un compensatore, la cui regolazione consente una utile possibilità di adattamento dell'impedenza. Vediamo ora qualche circuito di ricezione, limitandoci ai tipi a superreazione, di più facile costruzione e messa a punto.

Ricevitore a una valvola, per la gamma di 27 MHz

Il tipo più semplice di ricevitore, adatto per apparecchiature di radiocomando ad un solo canale senza modulazione (ossia con codificazione costituita dalla sola interruzione della portante, come nelle emissioni in « grafia »), è illustrato alla **figura 1**.

Si tratta di una valvola ad alto vuoto, tipo 1S4 o 3S4, funzionante come rivelatrice in superreazione. L'antenna, connessa al primario (*L1*), tramite un compensatore che consente l'adattamento dell'impedenza, riceve i segnali provenienti dal trasmettitore. Tali segnali, costituiti esclusivamente da impulsi di Alta Frequenza, aventi una durata stabilita dall'operatore, vengono applicati, per induzione, ai capi di *L2*. Questa, oltre a costituire con *CV2* il circuito di accordo vero e proprio, determina anche l'accoppiamento reattivo necessario tra i circuiti di griglia e di placca di *V1* per il funzionamento in superreazione.

Per effetto del segnale applicato, il gruppo di rivelazione, costituito da *C1* e da *R1*, sviluppa una determinata tensione di polarizzazione (per falla di griglia), che può raggiungere un valore tale da bloccare addirittura la corrente anodica. In linea di massima — però — non si giunge mai alla tensione di interdizione, poichè, in tal caso, si otterrebbe semplicemente una serie di rapidissime variazioni della corrente anodica da zera ad un certo valore medio. In pratica, ciò che occorre ottenere è una variazione apprezzabile della corrente anodica, la quale deve poter assumere due valori più o meno definiti: un valore massimo (ad esempio 6,5 milliampère con tensione anodica di 45 volt), in assenza di segnale, ed un valore minimo (circa 2,3 milliampère), quando il segnale è presente.

Il filamento della valvola viene acceso da una batteria, che fornisce una tensione di 1,5 volt se si tratta della 1S4, o di 3 volt se si tratta invece della 3S4. I due tipi sono tra loro sostanzialmente identici. La sola differenza risiede nel fatto che nella prima, il filamento funziona appunto con 1,4 volt, 100 milliampère, mentre nella seconda, essendo provvisto di presa centrale, può funzionare sia con una tensione di 2,8 volt, 50 milliampère, sia con le medesime caratteristiche della 1S4, connettendo in parallelo tra loro le due sezioni del filamento. L'interruttore a levetta, connesso in serie alla batteria di accensione, permette di spegnere il di-

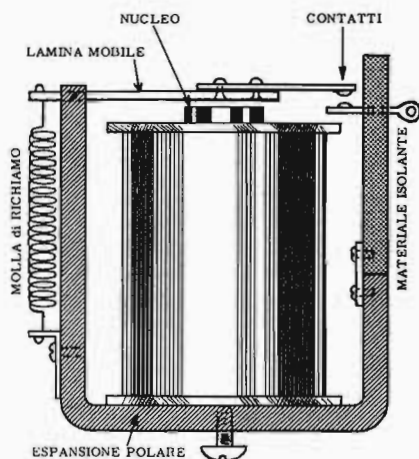



Fig. 2 - Esempio di semplice relais. Si notano lo avvolgimento di eccitazione (intorno al nucleo), la espansione polare, l'ancoretta mobile, ed i contatti esterni (visti di lato). La molla può essere tesa più o meno, spostando la squadretta inferiore.

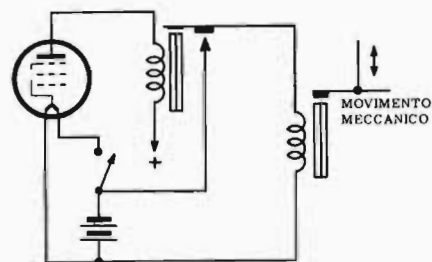



Fig. 3 - Se l'energia meccanica del relais non è sufficiente per compiere una determinata funzione, si può fare in modo che esso comandi — a sua volta — un relais di maggiore potenza, la cui ancoretta mobile esegue direttamente l'ordine trasmesso.

spositivo, troncando così anche la corrente anodica.

La tensione di placca viene fornita da una batteria che può essere da 45, 67 o anche 90 volt, a seconda della sensibilità desiderata (maggiore è la tensione anodica, maggiore è la sensibilità del ricevitore). La placca e la griglia schermo sono connesse insieme, per cui la valvola funziona analogamente ad un triodo. In serie al circuito di placca è presente l'avvolgimento di eccitazione del relais, che può essere del tipo illustrato alla **figura 2**. In aggiunta, il potenziometro *P*1, in serie alla batteria, inserisce una maggiore o minore resistenza di caduta, che consente una certa variazione della corrente anodica, necessaria per la messa a punto finale: *C*3 provvede al necessario filtraggio.

I valori dei componenti sono i seguenti:

*CV*1 = Compensatore ad aria, 15/200 picofarad
*CV*2 = Compensatore ad aria, 5/15 picofarad
*C*1 = Condensatore a mica, 100 picofarad
*C*2 = Condensatore a carta, 0,01 microfarad, 150 volt
*C*3 = Condensatore a carta, 0,5 microfarad, 150 volt
*R*1 = 4 Megaohm, 0,25 watt
*P*1 = Potenziometro lineare a grafite, 25 kiloohm
*B*1 = Batteria da 1,5 o 3 volt (secondo la valvola)
*B*2 = Batteria anodica (vedi testo)
*V*1 = Valvola 1S4 o 3S4
*L*1 = Due spire, filo smaltato ∅ 0,25 millimetri, avvolte tra le spire di *L*2
*L*2 = 20 spire, filo smaltato ∅ 0,25 millimetri, spaziate 0,25 millimetri, avvolte su un supporto da 6 millimetri di diametro
Zaf = 50 spire filo smaltato ∅ 0,15 millimetri affiancate, avvolte su un supporto da 6 millimetri di diametro
Rel. = Vedi testo.

L'allestimento del ricevitore non comporta difficoltà. Gli unici accorgimenti di cui occorre tener conto, sono la disposizione delle bobine *L*1 ed *L*2 (avvolte sul medesimo supporto), dei condensatori variabili (compensatori *CV*1 e *CV*2), dell'antenna, e dell'impedenza *Zaf*. Per evitare accoppiamenti parassiti, i terminali di *L*2 andranno connessi uno direttamente alla placca della valvola (piedino corrispondente sullo zoccolo), l'altro ad un piedino libero dello stesso. Tra questo ed il piedino corrispondente alla griglia verrà connesso il gruppo di rivelazione *R*1/*C*1.

Le connessioni al variabile *CV*2 dovranno essere le più corte possibile. Il terminale di *L*1 corrispondente all'antenna farà capo ad una squadretta di ancoraggio, piuttosto solida e di materiale isolante (possibilmente ceramica), alla quale dovrà essere fissata l'antenna.

Quest'ultima, per funzionare correttamente sulla gamma dei 27 MHz, dovrà essere costituita da un'asticciola rigida (tubetto di ottone da 3 millimetri di diametro esterno), avente una lunghezza massima di 50 cm.

Le operazioni di messa a punto richiedono una certa pazienza ed una certa delicatezza. Come si nota osservando la figura 2, il relais (il cui avvolgimento deve avere una resistenza ohmica di circa 2.000 ohm, ed una sensibilità minima di 5 milliampère circa), può essere regolato variando la tensione della molla di richiamo. Oltre a ciò, la sensibilità può essere variata regolando il potenziometro *P*1, come vedremo tra breve.

Disponendo di un trasmettitore che possa erogare un segnale ad Alta Frequenza con una potenza di 5 watt, posto ad una distanza di almeno 50 metri, all'aperto, si procede come segue: innanzitutto, col trasmettitore inattivo, si regola la molla di richiamo e l'intensità della corrente anodica (tramite *P*1), affinchè la laminetta mobile del relais rimanga attratta dal nucleo quando il ricevitore è in funzione. Ciò fatto, dopo aver attivato il trasmettitore, occorre controllare che il segnale ricevuto sia tale da provocare una riduzione della corrente anodica sufficiente a liberare la laminetta del relais. Se ciò non accade, si provi innanzitutto a variare la posizione dei due compensatori, *CV*1 e *CV*2, al fine di applicare alla griglia della valvola il massimo segnale. Se ciò non è sufficiente, si provi a controllare mediante un milliamperometro in serie alla batteria di alimentazione, la variazione di corrente anodica che si manifesta attivando e disattivando il trasmettitore. Ripetiamo che, in assenza di segnale, la corrente anodica deve essere di circa 6,5 milliampère, mentre deve essere inferiore a 2,5 milliampère in presenza del segnale. La variazione di corrente deve essere sufficiente a liberare la laminetta quando viene ricevuto il segnale. In caso contrario, occorre regolare ulteriormente la molla di richiamo ed il potenziometro *P*1, affinchè ciò avvenga istantaneamente, non appena il segnale è presente. Si controlli ancora, alla fine, che detta lamina venga nuovamente attratta non appena il segnale cessa.

Ultimato il controllo del ricevitore, si potrà installarlo sul modellino, utilizzando il movimento del relais

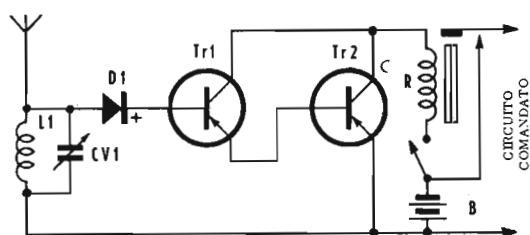



Fig. 4 - Circuito elettrico di un semplice ricevitore per radiocomando, a due transistori più un diodo rivelatore. Ha il vantaggio di un minimo consumo e di un ingombro molto ridotto, ma, — data la scarsa sensibilità — ha una portata alquanto limitata. Il relais connesso all'uscita chiude un circuito alimentato dalla medesima batteria che alimenta il ricevitore.

nel modo che si ritiene più opportuno: ad esempio, trattandosi di un piccolo battello, si potrà provocare la marcia o l'arresto a seconda che il relais sia chiuso o aperto, oppure la semplice accensione di una lampadina, o il funzionamento di un avvisatore acustico. Volendo, il funzionamento del relais potrebbe essere ulteriormente sfruttato, come abbiamo visto precedentemente, ricorrendo all'impiego di un dispositivo del tipo illustrato alla figura 17 a pagina 1206. In tal caso, agendo ripetutamente sul pulsante che determina il funzionamento o meno del trasmettitore, è possibile far virare il battello radiocomandato in tutte le direzioni.

Nei casi in cui il dispositivo meccanico azionato dal relais richieda da parte di quest'ultimo un certo sforzo, se l'energia meccanica della laminetta mobile non è sufficiente, si può utilizzare il contatto relativo per azionare un secondo relais, alimentato dalla batteria di accensione del filamento, avente una maggiore potenza, così come illustrato alla **figura 3**. In tal caso, il movimento della laminetta sul primo relais, pur non avendo la forza necessaria a muovere ad esempio un timone, è però sufficiente a chiudere il contatto che aziona il secondo relais; la parte mobile di quest'ultimo può azionare direttamente un dispositivo meccanico qualsiasi.

Lasciamo al lettore il compito di impiegare nel modo migliore il tipo di ricevitore descritto, e vediamo le caratteristiche costruttive e di funzionamento di un ricevitore più complesso.

Ricevitore a due transistori, per la gamma di 72 MHz

La **figura 4** illustra il circuito di un ricevitore per radiocomando, adatto al funzionamento sulla gamma di 72 MHz, costituito da due stadi amplificatori, e da un diodo rivelatore. In realtà, il circuito si presta altrettanto bene al funzionamento su frequenze inferiori; a tale scopo, è sufficiente sostituire la bobina di accordo con altra adatta ad una diversa frequenza di risonanza.

L'antenna, che in questo caso può essere un semplice conduttore da un millimetro di diametro, teso per la lunghezza di circa 60 centimetri, deve essere connessa direttamente ad un capo della bobina di sintonia (*L*1). Questa consta di sette spire di filo da 12 decimi di millimetro, avvolte su di un supporto da 10 millimetri di diametro, e spaziate in modo che la lunghezza totale dell'avvolgimento sia all'incirca di 20 millimetri. Questi dati non sono critici, in quanto la capacità di accordo (*CV*1), che ha un valore massimo di 50 picofarad, consente di raggiungere in ogni modo la risonanza sulla frequenza prossima a 72 MHz.

Il segnale presente ai capi del circuito accordato viene applicato ad un diodo a cristallo, (*D*1), del tipo *OA* 70 o equivalente, rispettando la polarità indicata nello schema. Il segnale risultante dalla rivelazione viene successivamente applicato all'ingresso di un amplificatore a due stadi, del tipo detto a *corrente continua*, con accoppiamento sull'emettitore. Infatti, come si nota, i collettori dei due transistori (*OC*71 il primo, ed *OC*72 il secondo), fanno capo entrambi al lato negativo della alimentazione, mentre la base del secondo è connessa direttamente all'emettitore del primo.

Il segnale proveniente dal diodo rettificatore giunge direttamente sulla base dell'*OC*71, variando così la corrente tra la base stessa e l'emettitore. Tali variazioni di corrente sono in fase con quelle che si manifestano tra base ed emettitore del secondo stadio (*OC*72). Nel circuito dei due collettori, si hanno dunque variazioni di corrente in fase tra loro, e corrispondenti alla somma delle variazioni che si manifestano in entrambi i transistori.

Il relais è connesso in modo che l'avvolgimento di eccitazione (a bassa resistenza interna, dato il carico ridotto imposto dalle caratteristiche dei transistori) sia in serie al circuito di alimentazione. Esso viene dunque percorso dalla corrente che alimenta l'intero dispositivo, la quale è minima in assenza di segnale (contrariamente a quanto accadeva nel ricevitore precedentemente considerato), e raggiunge un'intensità massima di circa 4 milliampère, quando il segnale ricevuto ha un'ampiezza apprezzabile.

In tali condizioni, un relais avente una resistenza ohmica di circa 50 ohm, consente una risposta immediata con una potenza sufficiente a diversi impieghi. Anche in questo caso, il movimento della laminetta mobile può essere impiegato per azionare diversi tipi di dispositivi, come per il caso precedente.

Questo ricevitore, se offre da un lato il notevole vantaggio di un ingombro ridottissimo, e di un peso minimo — grazie soprattutto all'assenza della batteria anodica necessaria per l'alimentazione di placca della 1S4 — dall'altro lato presenta lo svantaggio di una sensibilità ridotta. Infatti, a causa della mancanza di un circuito di reazione, il raggio di azione da parte del

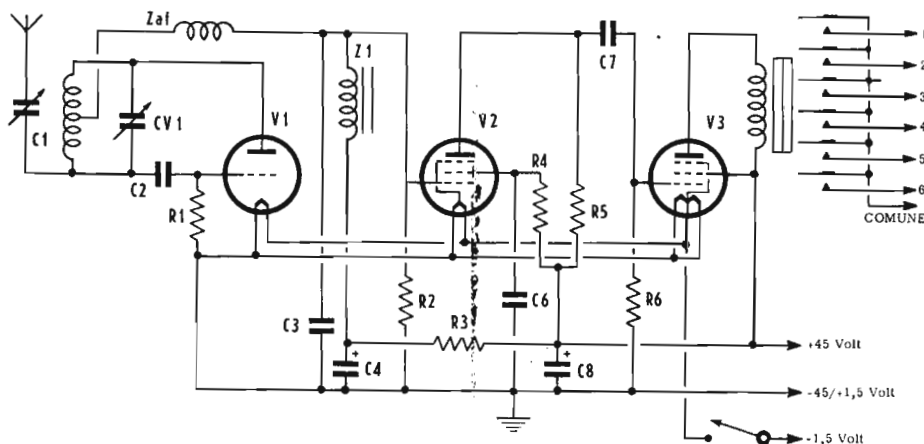



Fig. 5 - Circuito elettrico di un ricevitore in superreazione, con due stadi di B.F., adatto al funzionamento con un relais selettivo a lamine vibranti. Ciascuna lamina, a sua volta, aziona un secondo relais attraverso un circuito integratore. Questo ricevitore consente la ricezione a diverse centinaia di metri di distanza.

trasmettitore avente la potenza convenzionale di 5 watt circa, è molto limitato.

La batteria *B*, che alimenta l'intero dispositivo, fornisce una tensione continua di 6 volt.

Ricevitore per radiocomando, a modulazione di ampiezza

Il circuito elettrico è illustrato alla **figura 5**, ed appare subito evidente, oservandolo, la maggiore complessità. Come si è detto precedentemente, il ricevitore è paragonabile ad un vero e proprio apparecchio radio per la ricezione dei programmi trasmessi: l'unica differenza risiede nella diversa utilizzazione delle correnti sviluppate in seguito alla rivelazione ed alla successiva amplificazione dei segnali modulati, i quali, in luogo di eccitare un altoparlante, mettono in vibrazione diverse lamine, tarate su determinate frequenze.

Il circuito di ingresso consta, come si nota, di un triodo rivelatore funzionante in superreazione (*V*1). Il segnale di Bassa Frequenza si manifesta ai capi dell'impedenza *Z*1, e, attraverso una capacità di 2.000 picofarad, (*C*5), viene applicato alla griglia di *V*2. Questa valvola agisce da amplificatrice di tensione dei segnali a frequenza acustica, i quali vengono successivamente applicati all'ingresso dello stadio finale, (*V*3).

Il carico di quest'ultimo è costituito dall'avvolgimento di eccitazione del relais a lamine mobili, il quale deve poter sopportare una corrente massima di 10 milliampère, e deve presentare un'impedenza di circa 10.000 ohm. E' provvisto di sei lamine vibranti, ciascuna delle quali è tarata su una data frequenza, in modo che — come si è detto — non esistano rapporti armonici.

Ogni singola lamina, allorchè entra in vibrazione, chiude ed apre ritmicamente un contatto elettrico, che a sua volta, con l'aiuto del circuito integratore connesso in parallelo al contatto intermittente (vedi **figura 6**), provvede ad eccitare un secondo relais, per tutto il tempo in cui essa continua a vibrare.

Le operazioni di messa a punto richiedono una certa attenzione in quanto da esse dipende, in gran parte, la sicurezza di funzionamento. Affinchè questa sia buona, occorre soddisfare diverse condizioni: innanzitutto, la frequenza di trasmissione e quella di sintonia del ricevitore devono essere il più possibile stabili. In secondo luogo, la sensibilità del ricevitore deve essere tale da non risentire eccessivamente delle variazioni di distanza inferiori ad almeno 50 metri, ed infine la frequenza di modulazione della portante da parte del modulatore incorporato nel trasmettitore, non deve differire di oltre il 5% dalla frequenza di risonanza delle lamine. In caso contrario, può accadere che il comando trasmesso non venga selezionato, col rischio di perdere il modellino, specie se si tratta di un aereo.

Per la messa a punto di queste frequenze è consigliabile seguire la procedura che qui descriviamo: una volta ultimato il montaggio, dopo aver messo a punto le tensioni, le correnti, ecc., conviene stabilire con la massima esattezza il valore della frequenza di risonanza delle singole lamine. A tale scopo, è sufficiente disporre di un generatore di segnali a B.F. con possibilità di variazione della frequenza anche di piccole entità.

Connettendo l'uscita del generatore tra la griglia pilota del secondo stadio (preamplificatore di Bassa Frequenza), e la massa, e dando all'ampiezza del segnale iniettato un valore opportuno (pari a circa 5 millivolt), è sufficiente variare la frequenza del segnale, iniziando dalla più bassa disponibile, lentamente, fino a notare la vibrazione della lamina più lunga (corrispondente alla frequenza più bassa). A questo punto, si prende nota con cura della frequenza corrispondente, e si cerca quella relativa alla lamina successiva. Alla fine, dopo aver conosciuto con esattezza le frequenze corrispondenti a tutte le lamine, sarà possibile mettere a punto il modulatore presente nel trasmettitore, affinchè produca le medesime frequenze. Ciò potrà essere fatto sempre con l'aiuto del generatore, e di un oscillografo a raggi catodici, nel modo descritto a pagina 810.

Al termine di queste operazioni, il ricevitore può essere installato sul modellino, ed i sei relais azionati dalle lamine (che possono essere in numero maggiore o minore, a seconda del tipo di relais connesso all'uscita del ricevitore, e a seconda delle esigenze del costruttore), possono essere impiegati per azionare altrettanti comandi per la manovra a distanza del modellino. Nel caso si disponga di sei relais, corrispondenti ad altrettanti comandi sul trasmettitore, gli impieghi su un battello e su un aeroplano potrebbero essere i seguenti:

1) *Caso del battello*: Il comando di messa in moto in avanti è azionabile a mano mediante interruttore direttamente sullo scafo (a meno che non si tratti di un modello impiegante un motorino a scoppio):

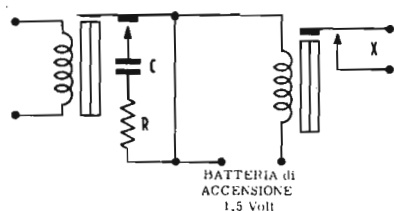



Fig. 6 - Impiego del relais secondario, e del circuito integratore, per chiudere o aprire un circuito elettrico, alimentato dalla batteria di accensione, in modo stabile, nonostante le vibrazioni della lamina.

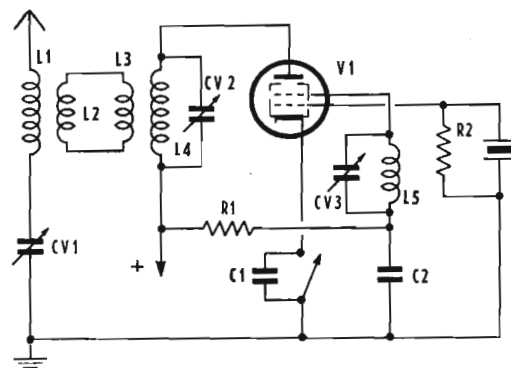



Fig. 7 - Circuito elettrico di un trasmettitore ad una sola valvola, con controllo a cristallo. V1 agisce da oscillatrice e da separatrice, nonchè da stadio moltiplicatore di frequenza. La modulazione è ad impulsi.

svolta a destra; svolta a sinistra; retromarcia; accensione luci di posizione; avvisatore acustico, ed infine, arresto (quest'ultimo solo nel caso che il motorino sia elettrico).

2) *Caso dell'aeroplano*: La messa in moto dipende esclusivamente dall'operatore, prima del decollo, in quanto il motore non può essere di altro tipo che a scoppio: svolta a destra; svolta a sinistra; timone di profondità in posizione di salita; timone in posizione di discesa; accensione luci, ed infine, variazione di velocità (decollo e marcia).

I valori dei componenti impiegati in questo circuito sono i seguenti:

*CV*1 = Condensatore variabile ad aria, 2-10 picofarad
C1 = Compensatore ad aria, 2 - 15 picofarad
C2 = Condensatore a mica, 60 picofarad
C3 = Condensatore ceramico 2.000 picofarad
C4 = Elettrolitico, 4 microfarad, 100 volt
C5 = Condensatore ceramico, 2.000 picofarad
C6 = Condensatore a carta, 20.000 picofarad
C7 = Condensatore ceramico, 2.000 picofarad
C8 = Elettrolitico, 10 microfarad, 150 volt
*R*1 = 1 Megaohm, 0,25 watt
*R*2 = 2 Megaohm, 0,25 watt
*R*3 = 25.000 ohm, 0,25 watt
*R*4 = 2 Megaohm, 0,25 watt
*R*5 = 0,5 Megaohm, 0,25 watt
*R*6 = 2 Megaohm, 0,25 watt
*V*1 = CK 5677 - *V*2 = 1T4 - *V*3 = 3V4
*L*1 = 8 spire, filo smaltato Ø 0,25 millimetri, avvolte su di un supporto da 10 millimetri di diametro, spaziate per una lunghezza totale dell'avvolgimento di 6 millimetri. Presa intermedia alla terza spira, a partire dal lato antenna.
Zaf = Impedenza A.F. da 100 μH
*Z*1 = Impedenza B.F., 35 H, 5 mA

Un particolare di notevole importanza agli effetti dell'installazione di questi ricevitori sui modellini radiocomandati, è il sistema di montaggio meccanico: tali dispositivi, infatti, specie se si tratta di modelli di aeroplani, sono soggetti a subire notevoli urti, particolarmente durante l'atterraggio. Per questi motivi, può accadere sia che la lamina di un relais si sposti, provocando l'azione corrispondente anche senza che l'ordine venga trasmesso, sia che si verifichi un'interruzione o addirittura la rottura di uno dei componenti in seguito ad un urto violento. Ciò fa sì che tutte le parti di una certa delicatezza (valvole, transistori, relais, ecc.), debbano essere fissate al supporto (o telaio) mediante sospensioni in gommapiuma, atta ad assorbire buona parte dell'urto eventuale. Oltre a ciò, i collegamenti devono essere rigidi e robusti, e le saldature devono essere effettuate con la massima cura, facendo attenzione, ove necessario, a depositare una quantità di stagno anche maggiore del necessario.

Trasmettitore ad una valvola, per modulazione ad impulsi

La **figura 7** illustra il circuito elettrico di un trasmettitore ad una sola valvola; è escluso l'alimentatore, che può essere di qualsiasi tipo convenzionale, a valvola o a rettificatore al selenio, o ancora a batteria, con o senza survoltore, a seconda del tipo di sorgente. Si tratta di una valvola del tipo 6*V*6, montata in un circuito oscillatore con controllo a quarzo. La gamma di frequenza è quella di 27 MHz, con le bobine di cui vengono forniti i dati, tuttavia, usando un cristallo diverso, e — naturalmente — altri valori per i circuiti accordati, può funzionare anche sulla gamma dei 72 MHz, sebbene con potenza minore.

La valvola funziona sia come stadio oscillatore a cristallo, che come stadio moltiplicatore di frequenza e separatore. Infatti, come si nota, il vero e proprio oscillatore a cristallo utilizza direttamente la griglia pilota, mentre la griglia schermo agisce da placca.

Il circuito accordato presente in serie alla griglia schermo funziona sulla medesima frequenza del cristallo (circa 6.800 kHz), mentre il circuito accordato in serie alla placca, che agisce da stadio separatore agli effetti del carico di antenna, funziona su di una frequenza quadrupla. In tal modo, oltre ad avere una notevole indipendenza della frequenza dalle caratteristiche dell'antenna, si ottiene una elevata stabilità.

La trasmissione dei comandi avviene semplicemente interrompendo — mediante un interruttore applicato al pannello di comando — il circuito di catodo. In tal caso — logicamente — si interrompe la corrente anodica, e, di conseguenza, l'irradiazione di onde elettromagnetiche. Per contro, non appena viene ristabilità la

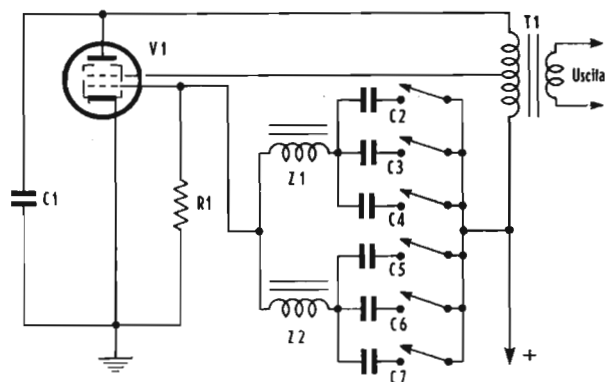



Fig. 8 - Circuito elettrico del modulatore, che può essere aggiunto al trasmettitore di figura 7. Si tratta di un generatore di segnali a Bassa Frequenza, del tipo LC. Due induttanze vengono impiegate per la produzione delle diverse frequenze, in relazione al valore delle capacità C2, C3, C4, C5, C6, e C7, inseribili separatamente mediante gli appositi pulsanti. Il secondario del trasformatore di uscita deve essere in serie all'alimentazione anodica del trasmettitore (modulazione di placca).

continuità di tale circuito, le oscillazioni riprendono istantaneamente.

L'apparecchio può essere montato in una scatoletta di alluminio, provvista di attacco in ceramica per la connessione dell'antenna esterna. Questa, per la frequenza di funzionamento considerata, potrà essere costituita da un conduttore verticale o orizzontale, avente una lunghezza complessiva di 2,5 metri circa. Ovviamente, sarà bene che la posizione dell'antenna rispetto alla superficie del suolo sia analoga a quella dell'antenna installata sul modellino radiocomandato.

La messa a punto non è complessa, in quanto una volta stabilita con esattezza la frequenza di funzionamento, che deve essere identica a quella del ricevitore installato sul modellino, non resta che agire sul pulsante di comando, per irradiare impulsi di Alta Frequenza non modulata, della durata voluta.

Per la gamma dei 27 MHz, i valori delle induttanze sono i seguenti:

*L*1 = 6 spire filo smaltato Ø 1,5 millimetri, avvolte su supporto Ø 30 millimetri, spaziate 1 mm.
*L*2 = « link », costituito da una sola spira inserita tra quelle di L1 e di L4, filo smaltato, Ø 1 mm
*L*3 = Come L2
*L*4 = 7 spire, filo smaltato Ø 2 millimetri, spaziate 1,5 millimetri, avvolte su supporto Ø 30 mm
*L*5 = 30 spire filo smaltato Ø 1 millimetro, affiancate, avvolte su un supporto Ø 20 millimetri.

I valori dei componenti sono i seguenti:

*CV*1 = Compensatore ad aria, 5 - 75 picofarad
*CV*2 = Compensatore ad aria 5 - 30 picofarad
*CV*3 = Compensatore ad aria 15 - 150 picofarad
*C*1 = Condensatore a carta, 5.000 picofarad, 500 volt
*C*2 = Condensatore ceramico, 2.000 picofarad
*R*1 = 2.000 ohm, 2 watt
*R*2 = 50.000 ohm, 0,25 watt
*V*1 = 6V6, o 6AQ5, o similare

L'alimentatore — ripetiamo — può essere di qualsiasi tipo, purchè possa fornire una tensione anodica di 300 volt, con una corrente massima di 50 milliampère. Volendo usare il trasmettitore come unità portatile, si potrà alimentarlo con rettificatore a ossido, connesso ad un trasformatore a sua volta alimentato dalla batteria di un'automobile, a 6 o 12 volt, tramite un survoltore.

La messa a punto è semplice; una volta controllate tutte le tensioni, dopo aver collegata l'antenna, o dopo averla sostituita con una lampadina da 5 watt connessa a due o tre spire di filo da 2 millimetri di diametro, accoppiate induttivamente ad *L*4, e dopo aver inserito il cristallo, si inizia con la messa a punto del circuito accordato *L*5/*CV*3, fino a constatare, con un milliamperometro da 100 milliampère fondo scala in serie alla alimentazione, la minima corrente di placca. Ciò fatto, si può sintonizzare il circuito accordato *L*4/*CV*2, sempre fino ad ottenere la minima corrente anodica. Occorre fare attenzione, durante questa operazione, ad effettuare l'accordo sulla quarta armonica, e non su armoniche inferiori; in tal caso, infatti, la frequenza del segnale irradiato non corrisponderebbe più a quella desiderata. L'eventuale errore potrà essere denunciato da una portata molto limitata del trasmettitore, nel qual caso sarà bene ripetere l'operazione di messa a punto, cercando per tentativi la posizione che consente il funzionamento alla massima distanza.

Per ultimo, si provvederà a regolare *CV*1, ad antenna inserita, fino ad avere la massima irradiazione. La misura, in tal caso, dovrebbe essere eseguita con un misuratore di campo, ma, a tale scopo, è possibile usare il medesimo ricevitore installato sul modellino. Infatti, si noterà che, per le posizioni errate di *CV*1, il campo di azione è limitatissimo, mentre per le altre posizioni vi avrà un funzionamento soddisfacente a distanze notevolmente maggiori.

Non è possibile stabilire a priori la portata di questo trasmettitore, in quanto essa dipende dalla conformazione della zona, dalla presenza o meno di alberi e di edifici, nonchè dalla sensibilità del ricevitore: tuttavia, possiamo affermare che — in una zona completamente aperta, come può essere un prato o un lago, esso può raggiungere efficientemente il ricevitore ad una distanza di diverse centinaia di metri.

Volendo adottare il medesimo circuito per la trasmissione di segnali modulati in ampiezza, si potrà applicare un modulatore in serie all'alimentazione di placca. Come sappiamo, si tratta di modulare in ampiezza la portante, con tante frequenze, tra loro diverse, quante sono le lamine del relais selettivo. In pratica, il circuito del modulatore consta semplicemente di uno stadio oscillatore di Bassa Frequenza, avente caratteristiche tali che la frequenza di oscillazione possa essere variata con la semplice pressione di un pulsante, o con l'ab-

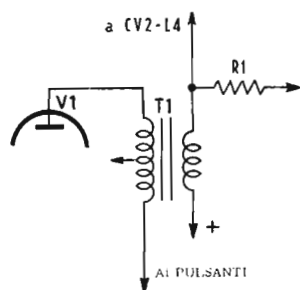



Fig. 9 - Il trasformatore di uscita del modulatore viene connesso al trasmettitore di figura 7 secondo il classico sistema di modulazione di placca. Come è noto, il segnale di uscita varia la tensione anodica della valvola del trasmettitore, e, quindi, l'ampiezza della portante.

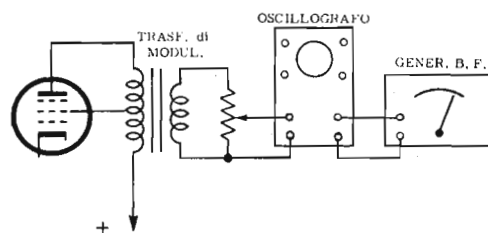



Fig. 10 - Connessioni tra il modulatore e gli strumenti, per la messa a punto delle frequenze col metodo delle figure di Lissajous. I valori necessari delle capacità devono essere trovati per tentativi.

bassamento di un interruttore a leva.

Vediamo ora come sia possibile realizzare un circuito del genere, e come esso debba essere collegato al trasmettitore ora descritto.

Modulatore di ampiezza a sei canali

Affinchè il segnale di Bassa Frequenza applicato al relais a lamine vibranti abbia un'ampiezza sufficiente allo scopo, la percentuale di modulazione non deve essere inferiore all'80%. Per ottenere ciò, è necessario usare una valvola eguale a quella dell'oscillatore A.F., così come indicato alla **figura 8**.

Come si nota, si tratta di un comune circuito oscillatore di Bassa Frequenza del tipo *LC*, nel quale la frequenza di oscillazione può assumere sei valori diversi. a seconda del pulsante che viene inserito. Ciascuno di essi connette, tra il terminale inferiore dell'avvolgimento di placca, e la griglia della valvola, un circuito *LC* risonante in serie, le cui caratterisitche determinano appunto la frequenza di oscillazione.

L'induttanza di placca è un vero e proprio trasformatore di modulazione, nel quale il primario (con presa centrale), costituisce in parte il carico anodico della valvola (tra placca e schermo), ed in parte l'avvolgimento di reazione tra griglia ed anodo.

Il secondario, invece, deve essere connesso in serie all'alimentazione anodica della valvola oscillatrice in Alta Frequenza, così come indicato alla **figura 9**.

Il circuito non è critico, e le oscillazioni si manifestano con una certa facilità nella gamma delle frequenze acustiche: i valori vengono qui sotto elencati, ad eccezione di quelli relativi alle capacità che controllano la frequenza di oscillazione, i quali dipendono — logicamente — dalla frequenza di risonanza delle lamine del relais montato sul ricevitore. In linea di massima, è possibile adottare per le sei frequenze due sole induttanze con nucleo ferromagnetico, una per ogni gruppo di tre frequenze, variando soltanto il valore della capacità in serie.

C1 = Condensatore a mica. 500 picofarad
C2 = Da determinare sperimentalmente
C3 = Come C2, C4, C5, C6 e C7
R1 = 50.000 ohm, 0,25 watt
Z1 = Impedenza Bassa Frequenza, 12 henry, 5 mA
Z2 = Impedenza Bassa Frequenza, 6 henry, 5 mA
T1 = Trasformatore di uscita per « push - pull » di 6V6: impedenza primaria, 10.000 ohm, induttanza 10 henry: Impedenza secondaria, 8.000 ohm. Il secondario deve essere avvolto con un conduttore che possa portare una corrente di circa 65 mA.

Come si nota, l'impedenza di Bassa Frequenza (*Z1*), connessa al primo gruppo di tre condensatori, ha un valore induttivo pari al doppio di quello di *Z2*. Di conseguenza, le tre frequenze stabilite dai pulsanti 1, 2 e 3 sono le più basse, ed aumentano progressivamente fino ad un valore, oltre il quale, per avere un segnale di uscita di ampiezza eguale, è opportuno ridurre il valore induttivo in serie.

Per effettuare la messa a punto delle capacità C2, C3. ecc., fino a C7. una volta noti con la massima esattezza i valori delle frequenze di risonanza delle lamine del relais impiegato sul ricevitore, si procede come indicato alla **figura 10**: connettendo l'uscita del modulatore all'ingresso dell'amplificatore verticale di un oscillografo (tramite un attenuatore), e l'uscita del generatore di segnali B.F. all'ingresso dell'amplificatore orizzontale, si pone quest'ultimo in posizione corrispondente alla frequenza più bassa. Inserendo poi il pulsante N. 1, si provano diversi valori di C2 — connettendone eventualmente due o più in parallelo tra loro — fino ad ottenere l'immagine di un cerchio sullo schermo. Come sappiamo, ciò significa appunto che le due frequenze sono eguali. Ciò fatto, si ripete l'operazione con la seconda frequenza, nei confronti del pulsante N. 2, e così via.

Non è difficile, disponendo di un certo assortimento di condensatori, individuare i valori di capacità necessari per ottenere le diverse frequenze. Alla fine. i gruppi di capacità così costituiti verranno inseriti definitivamente, e l'apparecchio sarà pronto per funzionare. Non resterà che contrassegnare i sei pulsanti con altrettanti numeri (ciascuno dei quali rappresenta un ordine che può essere trasmesso), o addirittura con una parola che rappresenti l'ordine stesso, come già detto.

E' possibile realizzare diversi altri tipi di trasmettitori, sia a modulazione ad impulsi, che a modulazione di ampiezza. Ne esistono infatti altri alimentati esclusivamente a batterie, (incorporate o meno); tuttavia. in tal caso, è ovvio che la potenza di trasmissione è notevolmente inferiore, a scapito della portata. Riteniamo pertanto che il tipo suggerito possa soddisfare la maggior parte delle esigenze.

DOMANDE sulle LEZIONI 151ª e 152ª

N. 1 —
Che cos'è un relais?

N. 2 —
Quale differenza sussiste tra un relais normale, ed un relais polarizzato?

N. 3 —
In quanti e quali modi, nel radiocomando, può essere sfruttato il funzionamento di un relais?

N. 4 —
Da cosa è determinata la «portata» di un relais?

N. 5 —
In quanti modi può essere modulata la portante del trasmettitore, nelle applicazioni di radiocomando?

N. 6 —
Come è possibile, con un sistema di trasmissione ad impulsi, impartire comandi di diverso genere al modellino radiocomandato?

N. 7 —
Per quale motivo non è conveniente la trasmissione di più di un tipo di comando, mediante variazione di frequenza della portante?

N. 8 —
Cosa si intende per «codificazione»?

N. 9 —
Per quale motivo, nel caso della modulazione della portante con suoni a Bassa Frequenza, è necessario che tra questi non esistano rapporti armonici?

N. 10 —
Per quale motivo, nel trasmettitore, l'antenna deve essere accordata sulla frequenza di funzionamento?

N. 11 —
Per quale motivo, nei ricevitori funzionanti in superreazione, l'antenna non deve essere accordata sulla frequenza del segnale ricevuto?

N. 12 —
Cosa si intende per «decodificazione»?

N. 13 —
Come funziona un relais a lamine vibranti?

N. 14 —
A cosa serve un circuito integratore, nei confronti del relais azionato da una lamina vibrante?

N. 15 —
Quali sono i fattori limitanti nell'impiego dei relais a lamine vibranti?

N. 16 —
Da cosa dipende la portata utile di un sistema di telecomando?

N. 17 —
Nel caso della trasmissione di comandi mediante segnali a Bassa Frequenza, quale deve essere la minima percentuale di modulazione del trasmettitore?

N. 18 —
Se il relais azionato direttamente dai segnali non è abbastanza potente, come è possibile fare in modo che esso azioni indirettamente un comando che richieda un certo sforzo?

RISPOSTE alle DOMANDE di p. 1193

N. 1 — La possibilità di effettuare trasmissioni a notevole distanza con potenza minima, data la forte concentrazione delle onde irradiate in un fascio direzionale.

N. 2 — Perchè l'onda di superficie (o terrestre) si smorza rapidamente, e l'onda spaziale si perde nel cielo per la scarsa rifrazione che subisce dai vari strati.

N. 3 — Quando è un conduttore a superficie piana ed uniforme.

N. 4 — La velocità aumenta con l'aumentare della temperatura dell'aria, e col diminuire della pressione atmosferica e della percentuale di umidità (vapor d'acqua).

N. 5 — Un unico conduttore, internamente cavo, all'interno del quale passa l'onda elettromagnetica.

N. 6 — Quella parallela alle pareti superiore ed inferiore, ossia ai lati di maggiore superficie. Beninteso, ciò è riferito ad onde polarizzate verticalmente, e a guide d'onda a sezione rettangolare.

N. 7 — Sulla superficie di una parete interna di una guida d'onda non può esistere un campo elettrico ad essa parallelo, e non può esistere un campo magnetico variabile, ad essa perpendicolare.

N. 8 — Una minore quantità di perdite, dovuta all'assenza di un conduttore centrale.

N. 9 — Dal rapporto tra l'intensità del campo trasversale elettrico, e l'intensità del campo trasversale magnetico, in quel dato punto.

N. 10 — Tre: dispositivo di accordo a vite (semplice o multiplo), a pistone, ed a finestra. I primi due possono essere regolati dall'esterno: il tipo a finestra invece è fisso.

N. 11 — Perchè sia il tempo di transito che le capacità interelettrodiche hanno valori eccessivi nei confronti delle caratteristiche dei segnali in gioco.

N. 12 — Nelle prime viene variata l'intensità della corrente anodica ad opera del segnale: nelle seconde — invece — viene variata la velocità degli elettroni.

N. 13 — Nel primo, si ha una sola cavità di griglia, e l'anodo è tale in quanto è positivo. Nel secondo, le cavità di griglia sono due, e l'anodo diventa repulsore perchè polarizzato con potenziale negativo.

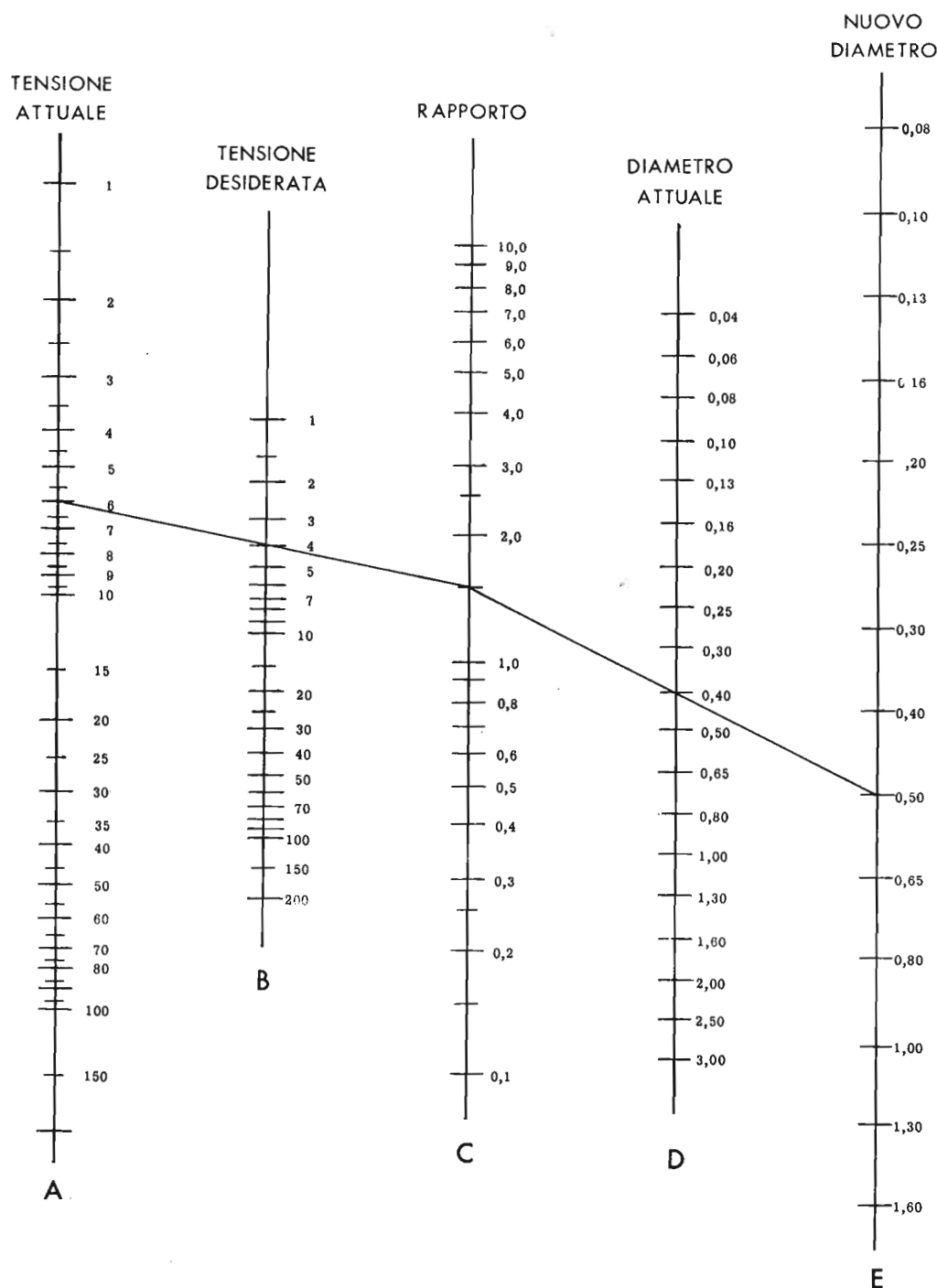
N. 14 — Il fatto che gli elettroni che passano attraverso la griglia proseguono per inerzia per un certo tratto, dopo di che ne vengono attratti. Nel ritorno, la oltrepassano per il medesimo motivo, finchè vengono catturati a causa del potenziale positivo. In tal modo essi oscillano intorno alla griglia.

N. 15 — Due: come amplificatore e come oscillatore. Può fornire solo deboli potenze (circa un watt).

N. 16 — In uno solo, e precisamente come oscillatore.

N. 17 — Parallela all'asse dell'anodo a cavità, e perpendicolare al movimento degli elettroni dal catodo all'anodo.

N. 18 — Adottando un sistema di connessione «ibrida» delle antenne. In tal modo, è possibile che ciascuna di esse riceva su una frequenza e trasmetta sull'altra senza reciproche influenze tra i due segnali.

TABELLA 99 — ABACO per il RIAVVOLGIMENTO di RELAIS

Nell'attività dilettantistica del radio comando, può accadere di dover utilizzare un relais in una determinata realizzazione, adattandolo al funzionamento con una tensione diversa da quella per la quale è stato costruito.

L'abaco qui sopra riportato è utilissimo a tale scopo, in quanto permette di conoscere rapidamente il diametro del filo necessario per rifare l'avvolgimento, senza effettuarne il calcolo — peraltro abbastanza complesso — in base al fattore *ampère - spire*, ed alla resistenza meccanica dell'equipaggio mobile.

Nota la tensione di funzionamento, ed il diametro del conduttore con cui l'avvolgimento è stato effettuato, si procede come segue: sulla colonna *A* si individua la tensione attuale di funzionamento, e sulla colonna *B* la tensione alla quale si desidera adattare il relais. Unendo i punti corrispondenti con una retta, prolungata verso destra, si individua sulla colonna *C* il valore del rapporto tra le due tensioni. Da questo punto, si traccia una seconda retta, sempre prolungata verso destra, fino ad incontrare la colonna *E* passando per il punto corrispondente al diametro attuale del conduttore, sulla colonna *D*. Il valore individuato sulla citata colonna *E* rappresenta la nuova sezione del filo.

Nell'esempio riportato, la tensione originale è di 6 volt, la nuova tensione ammonta invece a 4 volt, con un rapporto di 1,5. Con un diametro originale del conduttore (in millimetri), pari a 0,40, l'avvolgimento deve essere rifatto con conduttore da 0,50. Il numero delle spire è dato esclusivamente dallo spazio disponibile sul rocchetto, con approssimazione sufficiente.

TABELLA 100 — LIVELLO MEDIO dei SUONI di DIVERSE SORGENTI SONORE

Sono qui riportati i livelli medi dei suoni provenienti da diverse sorgenti sonore, rilevati con un fonometro di produzione della General Radio, riferiti alla soglia di udibilità di un orecchio normale.

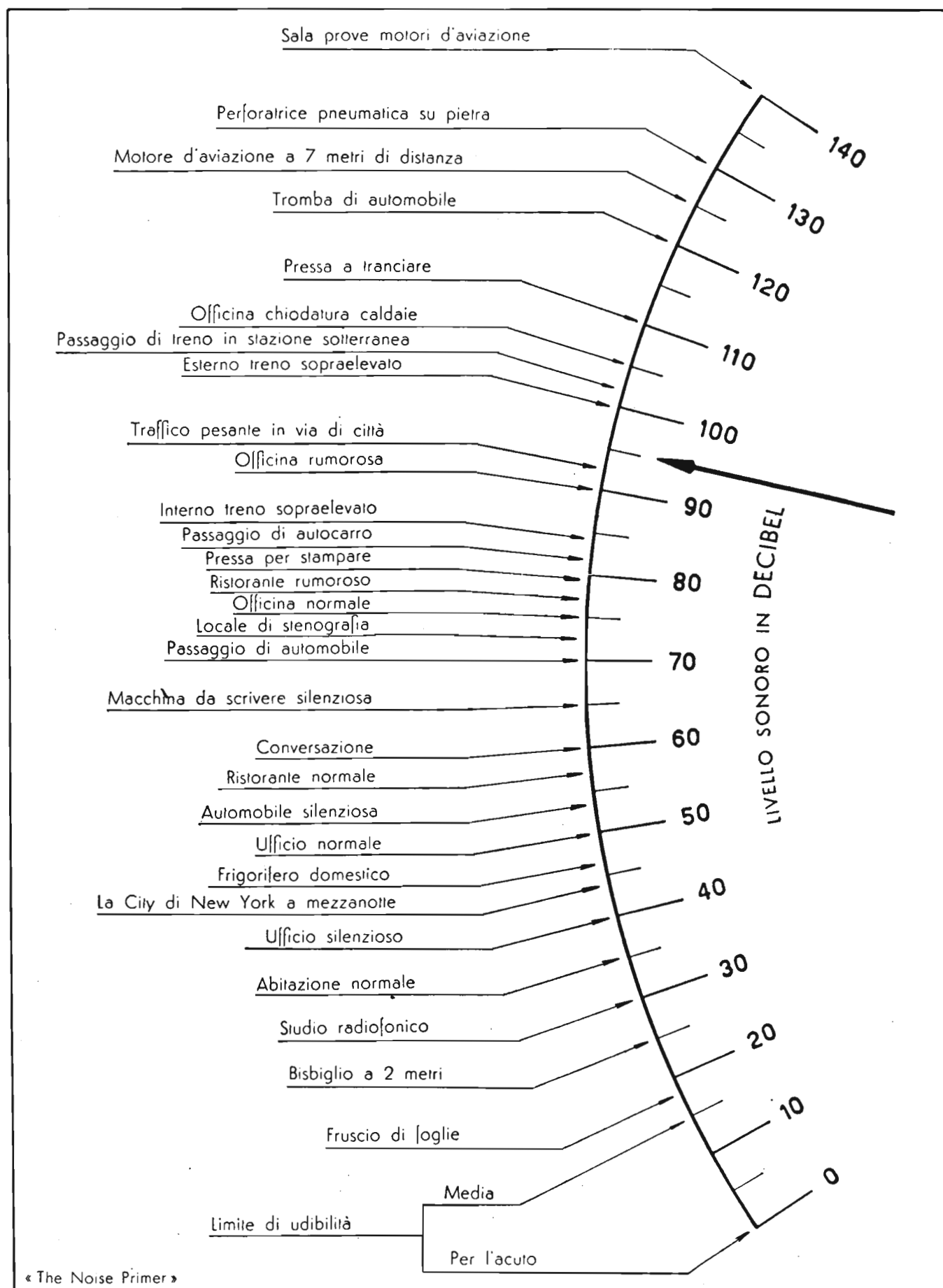
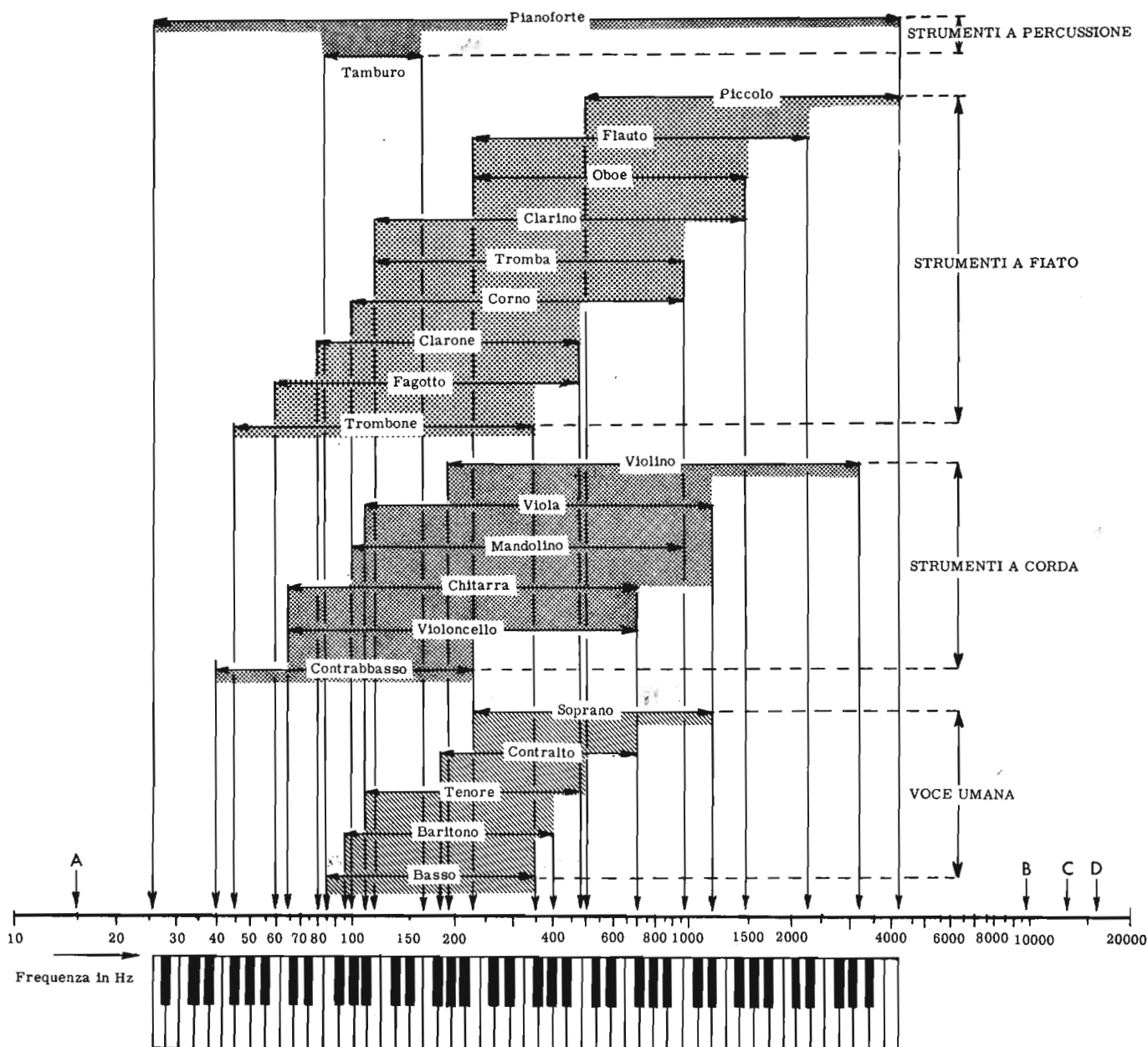



TABELLA 101 — FREQUENZE della VOCE UMANA, e dei PRINCIPALI STRUMENTI MUSICALI

Nello studio dei circuiti di amplificazione sonora, degli apparecchi di riproduzione (altoparlanti, cuffie, « bass reflex », ecc.), nonchè degli amplificatori ad alta fedeltà, ci siamo spesso riferiti alla gamma di frequenze dei suoni percepibili dall'orecchio umano.

Il grafico qui sopra riportato elenca le frequenze approssimative delle note musicali, nonchè la gamma di frequenze entro la quale si estendono i suoni che possono essere prodotti sia dai principali strumenti musicali, sia dalla voce umana, a seconda della classifica rispetto alla scala musicale.

L'utilità di questo grafico si rivela nel campo della progettazione di amplificatori di Bassa Frequenza, e di tutte le apparecchiature inerenti. Sappiamo infatti che, per ottenere una riproduzione fedele, è necessario che i suoni possano essere riprodotti *almeno fino alla sesta armonica.* In realtà, le armoniche di alcuni strumenti musicali e della stessa voce umana sono in numero molto maggiore, tuttavia, come si nota osservando il grafico, non tutte possono essere riprodotte.

Ad esempio, se consideriamo la nota più grave di un contrabbasso, che ha una frequenza di circa 40 Hz, è evidente che qualsiasi armonica di tale frequenza rientra nella gamma di sensibilità dell'orecchio umano. Infatti, per arrivare al limite massimo di 16.000 Hz, ci si dovrebbe interessare della 400ª armonica. Anche nei confronti della nota più alta di un soprano, che è dell'ordine di 1.200 Hz, l'armonica più alta che rientra nella gamma udibile è la 13ª, che è, dal punto di vista intensità, del tutto trascurabile.

Se consideriamo invece il caso limite della **nota** più alta del pianoforte (circa 4.000 Hz), notiamo che l'armonica più alta che può essere percepita è la 4ª, corrispondente appunto a 16.000 Hz.

Da ciò è evidente la limitazione progressiva della fedeltà di riproduzione con l'aumentare della frequenza.

Le lettere che contraddistinguono le frecce verticali rappresentano la frequenza minima udibile (A), la massima nelle persone anziane (B), nelle persone adulte (C), ed infine nelle persone giovani (D).

TABELLA 102 — DURATA delle REGISTRAZIONI su NASTRO, in FUNZIONE del DIAMETRO della BOBINA e della VELOCITA' di SCORRIMENTO

TIPO	DIAMETRO della BOBINA		LUNGHEZZA del NASTRO		DURATA della REGISTRAZIONE in ORE in relazione alla velocità di svolgimento del nastro				
	inches	mm	feet	metri	$^{15}/_{16}$ i.p.s. (2,38 cm/s)	1 $^{7}/_{8}$ i.p.s. (4,75cm/s)	3 $^{3}/_{4}$ i.p.s. (9.50 cm/s)	7 $^{1}/_{2}$ i.p.s. (19 cm/s)	15 i.p.s. (38 cm/s)
P	3	75	150	45,75	0,30	0,15	-	-	-
LP	3	75	225	68,75	0,45	0,22	-	-	-
DP	3	75	350	106,40	1,10	0,35	-	-	-
P	3 - 1/4	82	300	91,50	1,00	0,30	0,15	0,07	-
LP	3 - 1/4	82	400	122,00	1,20	0,40	0,20	0,10	-
DP	3 - 1/4	82	600	183,00	2,00	1,00	0,30	0,15	-
P	4	100	300	91,50	1,00	0,30	0,15	0,07	-
LP	4	100	450	137,50	1,30	0,45	0,22	0,11	-
DP	4	100	700	212,80	2,20	1,10	0,35	0,17	-
P	5	127	600	183,00	2,00	1,00	0,30	0,15	0,07
LP	5	127	900	275,00	3,00	1,30	0,45	0,22	0,11
DP	5	127	1.200	366,00	4,00	2,00	1,00	0,30	0,15
P	5 - 3/4	146	850	260,00	2,50	1,25	0,42	0,21	0,10
LP	5 - 3/4	146	1.150	350,00	3,50	1,55	0,57	0,28	0,14
DP	5 - 3/4	146	1.650	503,00	5,30	2,45	1,22	0,41	0,20
P	7	178	1.200	366,00	4,00	2,00	1,00	0,30	0,15
LP	7	178	1.800	550,00	6,00	3,00	1,30	0,45	0,22
DP	7	178	2.400	732,00	8,00	4,00	2,00	1,00	0,30
P	10 - 1/2	271	2.400	732,00	8,00	4,00	2,00	1,00	0,30
LP	10 - 1/2	271	3.600	1.100,00	12,00	6,00	3,00	1,50	0,45
DP	10 - 1/2	271	4.800	1.464,00	16,00	8,00	4,00	2,00	1,00
P	14	355	4.800	1.464,00	16,00	8,00	4,00	2,00	1,00
LP	14	355	7.200	2.200,00	24,00	12,00	6,00	3,00	1,50
DP	14	355	9.600	2.928,00	36,00	16,00	8,00	4,00	2,00

Allorchè ci siamo occupati della registrazione su nastro, abbiamo visto come vengono adottate, a seconda dei modelli, diverse velocità di scorrimento del nastro.

La tabella 102 elenca la durata approssimativa di un nastro, a seconda di tale velocità, e del diametro della bobina contenitrice. Specifichiamo che, attualmente, esistono in commercio tre tipi di nastri, ciascuno dei quali ha un diverso spessore, per cui, in una stessa bobina, ne può essere contenuta una diversa quantità.

Il tipo *professionale* (P), ha il massimo spessore, e viene usato solo — come dice il suo stesso nome — nelle applicazioni professionali (sale di registrazione, Enti Radiofonici, ecc.): il tipo « *Long Play* » (lunga durata), ha uno spessore inferiore, e viene usato sui registratori del commercio. Il tipo « *Double Play* » (doppia durata), infine, è ancora più sottile, ed è stato introdotto in commercio per ultimo.

La tabella consente dunque di stabilire la durata di una registrazione, conoscendo semplicemente il diametro della bobina, la qualità del nastro, e la velocità.

TABELLA 103 — RIDUZIONE di AMPLIFICAZIONE in FUNZIONE del RAPPORTO di CONTROREAZIONE

Sappiamo dalla lezione 109ª, che l'ammontare del guadagno fornito da un amplificatore diminuisce in seguito alla applicazione di un circuito di controreazione. Nella medesima lezione, abbiamo anche appreso che la controreazione è misurabile percentualmente, in funzione del rapporto tra la tensione di controreazione, e la tensione di uscita che sussiste senza tale applicazione. Questo rapporto figura come « percentuale di controreazione » sulla colonna *A* dell'abaco riportato alla pagina seguente. Noto dunque tale valore, si individua sulla colonna *E* il guadagno senza controreazione, espresso in unità, oppure il guadagno corrispondente in dB sulla colonna *D*.

Unendo i due punti con una retta, si intersecano le due colonne centrali *B* e *C* in un punto comune.

Sulla colonna *B* si legge direttamente la diminuzione del guadagno, e sulla colonna *C* l'aumento eventuale in dB che il segnale di ingresso deve subire, affinchè, dopo l'applicazione di tale controreazione, il segnale di uscita abbia le medesima ampiezza.

Nell'esempio indicato, il rapporto è pari a 2,0, ed il guadagno originale è di 300 volte (pari a 49 dB). In tali condizioni, l'amplificazione si riduce di 0.125 volte, e, per mantenere costante l'uscita, il segnale di ingresso deve essere aumentato di circa 17 dB.

Per la rilegatura del «Corso di RADIOTECNICA» abbiamo preparato ora un nuovo tipo di copertina. Esso è previsto per la confezione a volume (con suddivisione, sempre, in 2 volumi) ad opera di un rilegatore.

Con il presente modello abbiamo voluto accontentare tutti coloro che ci hanno scritto dichiarandosi più propensi ad una rilegatura di tipo comune che non al sistema di raccoglitore già posto in vendita.

Il costo di una copertina è di lire 600 se ordinata singolarmente: il costo delle due copertine ordinate assieme (volume I° e volume II°) è di lire 1100.

In considerazione del rilevante numero di plichi che sono andati dispersi con le spedizioni del primo tipo di cartella, abbiamo previsto la spedizione con plico **« raccomandato »**: la spesa è compresa nelle cifre di cui sopra.

Infine, per agevolare ancor più i nostri lettori, le nuove copertine in questione saranno poste in vendita anche presso le edicole. In questo caso consigliamo la prenotazione presso il giornalaio, affinchè possa essere a lui inviato tempestivamente il quantitativo necessario. La busta contenente le due copertine costerà, anche presso l'edicola, lire 1100.

In caso di acquisto diretto, inviare l'importo a **« Corso di RADIOTECNICA » - Via dei Pellegrini 8/4 - MILANO** con vaglia o versamento sul conto corrente postale **N. 3/41.203.**

AVVISO a tutti i lettori

Come previsto nel nostro programma di pubblicazione, il fascicolo N. 52 concluderà questa prima edizione del « Corso ».

In detto fascicolo troveranno posto, tra l'altro, le pagine dell' « errata corrige ». Per non sacrificare ulteriormente o addirittura dover omettere il contenuto tecnico del numero stesso (lezioni sulle applicazioni dell'elettronica all'industria) abbiamo raccolto in un ulteriore, apposito fascicolo (N. 53) l'Indice generale del testo, l'Indice delle tabelle e l'Indice analitico, completando con frontespizi e pagine di risguardia necessarie per conferire alla raccolta (specialmente in caso di rilegatura) tutte le caratteristiche di un libro.

Il citato N. 53 sarà posto in vendita regolarmente, una settimana dopo il N. 52 e **sarà inviato in omaggio a tutti coloro che sottoscriveranno l'abbonamento all'intero «Corso di TELEVISIONE»**. A tale scopo rendiamo note le condizioni di abbonamento a questo nuovo «Corso».

ABBONAMENTO ALL'INTERO « Corso di TELEVISIONE » . . . . **Lire 4.795** (I.G.E. compresa).
ABBONAMENTO a 18 fascicoli — 1/2 Corso — . . . . **Lire 2.550** (I.G.E. compresa).

I versamenti devono essere effettuati come segue:
« Corso di Televisione » — via dei Pellegrini 8/4 — Conto Corrente Postale 3/8232 — Milano.

corso di
RADIOTECNICA

pubblicazione settimanale - 14 - 21 ottobre 1961 - un fascicolo lire 150 52° numer

corso di RADIOTECNICA

settimanale a carattere culturale

Direzione, Amministrazione, Pubblicità:
Via dei Pellegrini 8/4 - Telef. 593.478
MILANO

Ogni fascicolo — contenente 3 lezioni — costa lire 150, acquistato alle edicole.

Se l'edicola risulta sprovvista, o si teme di rimanere privi di qualche numero, si chieda invio settimanale direttamente al proprio domicilio a mezzo abbonamento.

Il versamento per ricevere i 52 fascicoli costituenti l'intero Corso è di lire 6500 + I.G.E. = lire 6630. A mezzo vaglia postale, assegno bancario, o versamento sul conto corr. postale 3/41.203 del « Corso di RADIOTECNICA » - Via dei Pellegrini 8-4 - Milano.

In ogni caso, scrivere in modo molto chiaro e completo il proprio indirizzo.

L'abbonamento può essere effettuato in qualsiasi momento; si intende comprensivo delle lezioni pubblicate e dà diritto a ricevere tali lezioni, che saranno inviate con unica spedizione.

Estero: abbonamento al Corso, Lit. 8.500. ($ 15). Numeri singoli Lit. 300 ($ 0,50).

Per i cambi di indirizzo durante lo svolgimento del Corso, unire lire 100, citando sempre il vecchio indirizzo.

Fascicoli singoli arretrati — se disponibili — possono essere ordinati a lire 300 cadauno.

Non si spedisce contrassegno.

Distribuzione alle edicole di tutta Italia: Diffus. Milanese - Via Soperga, 57 - Milano.

Direttore responsabile: Giulio Borgogno.

Autorizzaz. N. 5357 - Tribunale di Milano.

Stampa: Intergrafica S.r.l. - Cologno Monzese.

La Direzione non rivende materiale radio; essa può comunicare, se richiesta, indirizzi di Fabbricanti, Importatori, Grossisti ecc. in grado di fornire il necessario ed ai quali il lettore può rivolgersi direttamente.

Alla corrispondenza con richiesta di informazioni ecc. si prega allegare sempre il **francobollo per la risposta.**

Parte del testo e delle illustrazioni è dovuta alla collaborazione del Bureau of Naval Personnel, nonchè al Dept. of the Army and the Air Force - U.S.A.

A chi può essere utile questo Corso? Anzitutto — stante la sua impostazione — il Corso, basato sull'esposizione in forma a tutti accessibile, della radiotecnica, dai suoi elementi basilari alla evoluzione più recente, rappresenta la forma ideale per tutti coloro che intendono dedicarsi all'elettronica, sia come forma ricreativa sia — soprattutto — per l'acquisizione di una professione specializzata che possa procurare loro una posizione di privilegio in seno alla società odierna.

Anno per anno, la nostra civiltà si indirizza sempre più verso questa meravigliosa, si potrebbe dire fascinosa, elettronica, che nel modo più evidente consente sviluppi impensati, progressi grandiosi e una rapida evoluzione di tutti gli altri rami dello scibile che essa tocca e influenza.

L'industria, tutta l'industria, nel senso più ampio, da quella elettrotecnica a quella meccanica, alla metallurgica, alla chimica ecc., con i suoi laboratori di ricerca e le sue fabbriche richiede, e richiederà sempre più, con un ritmo rapidamente crescente, tecnici specializzati con conoscenza dell'elettronica, tecnici specificatamente elettronici e persino operai e impiegati di ogni ordine e categoria con cognizioni di elettronica.

Si può dire che anche le branche commerciali, quelle dei trasporti e persino quelle amministrative con le recenti introduzioni delle calcolatrici, abbisognano di personale che conosca i principi dell'elettronica, le macchine relative, il loro pieno sfruttamento, la eventuale riparazione ecc. e, quanto più in modo completo, quanto meglio.

Nasce, da una tale situazione, una logica conseguenza: per la scelta di una professione o di un mestiere, per un miglioramento della propria posizione sociale, per l'intrapresa di una libera attività o anche per la sola acquisizione di cognizioni che indubbiamente verranno oltremodo utili, è quanto mai opportuno riflettere se non sia conveniente dedicare un po' di tempo allo studio di questa scienza che ha tra l'altro il pregio di rendersi immediatamente attraente, concreta, accessibile e foriera di moltissime soddisfazioni.

A questo scopo appunto, e con questi intenti, è stato redatto questo Corso.

Non mancano invero altri corsi (specie per corrispondenza) o scuole di radiotecnica, nè mancano (sebbene siano in numero del tutto inadeguato) scuole statali o pareggiate ma la struttura e l'impostazione che caratterizzano queste 156 lezioni sono alquanto particolari, presentando non pochi vantaggi sulle diverse altre forme di cui si è detto.

Anzitutto vogliamo porre in evidenza **il fattore economico.**

Frequentare regolarmente, durante tutto l'anno, una scuola è certo il modo più logico — anche se non il più rapido — per apprendere ma, tralasciando il fatto che rarissimi sono gli Istituti di radiotecnica, è a tutti possibile dedicarsi esclusivamente, e per l'intero anno, allo studio? Noi riteniamo che chi può farlo costituisca oggi assai più l'eccezione che la regola. Ciò significa infatti poter disporre liberamente del proprio tempo senza avere la necessità di un contemporaneo guadagno: il nostro Corso permette a chiunque di studiare a casa propria, nelle ore libere dal lavoro, senza abbandonare o trascurare quest'ultimo. Ciò caratterizza invero anche altri corsi, ma il vantaggio economico diviene notevole ed evidentissimo se si considera che di fronte all'esborso, anche se rateale, di quasi 80.000 lire che i corsi per corrispondenza richiedono, seguendo il nostro Corso la spesa in un anno risulta di poco più di 7500 lire (150 lire alla settimana presso un'edicola) o di 6630 lire totali, con recapito postale, settimanale, delle lezioni a domicilio.

E' superfluo dire che la Modulazione di Frequenza, i transistori, i circuiti stampati, la trasmissione, il telecomando ecc. sono argomenti integrali del Corso e non costituiscono motivo di corsi speciali, aggiunti o particolari.

Le lezioni di questo Corso — a differenza di molte altre — non sono stampate con sistemi di dispensa, a ciclostile, o con sistemi più o meno analoghi, derivanti cioè da un originale battuto a macchina da scrivere; esse sono stampate in uno stabilimento grafico, con chiari caratteri tipografici da cui deriva una assai più agevole lettura e — fattore certamente di non secondaria importanza — un contenuto molto più ampio, corrispondendo una pagina a stampa a tre o quattro pagine di quelle citate. Il lettore avrà, alla fine del Corso, un volume di ben 1248 pagine di grande formato!

Chiunque, indipendentemente dall'età, dalla professione e dalle scuole compiute **può seguire il Corso.** Alle esposizioni teoriche si abbinano numerose, attraenti, istruttive ed utili descrizioni che consentono la realizzazione di ricevitori, amplificatori, strumenti vari e persino di trasmittenti su onde corte.

A questo proposito è sintomatico il fatto che la Direzione non vuole assolutamente assumere la fisionomia di un fornitore o commerciante di materiale radio, rivendendo agli allievi le parti necessarie. Il materiale occorrente l'interessato può acquistarlo dove e come meglio crede e, assai spesso anzi, già ne dispone. Viene così evitato l'acquisto forzoso, caratteristico più o meno di tutti gli altri corsi.

Anche chi è già radiotecnico, anche chi ha seguito o segue altri corsi troverà il massimo tornaconto in questo completo ed aggiornato lavoro. Molte nozioni, è logico, saranno note, altre un po' meno e sarà utile rinfrescarle, e il tutto infine costituirà un manuale di consultazione, prezioso tanto per la teoria esposta quanto per i numerosi schemi, per le tabelle, per i grafici, gli elenchi, i dati, il vocabolario dei termini ecc.

Concludendo, si può affermare che questo **Corso di Radiotecnica** oltre che come insegnamento graduale si presenta come **enciclopedia e rivista assieme** ciò che permette di formare — con modestissima spesa — **il più completo, ricco, utile e pratico volume di radiotecnica di cui sia dato oggigiorno disporre.**

APPLICAZIONI ELETTRONICHE nell'INDUSTRIA

Ed eccoci giunti alla fine del nostro « Corso ». Durante lo svolgimento dell'intero programma, il lettore ha avuto modo di conoscere, in primo luogo, i fenomeni relativi all'elettronica, poi le leggi che tali fenomeni governano, infine, i circuiti adattati per la realizzazione di apparecchiature atte alla trasmissione, alla ricezione e alla amplificazione di segnali di diversa natura; non abbiamo mancato, inoltre, di prendere in esame gli strumenti necessari per analizzare tali apparecchiature, nel loro funzionamento e nella loro messa a punto.

L'elettronica però, come è ben noto, non consente soltanto la trasmissione e l'amplificazione dei suoni, agli effetti delle telecomunicazioni: i medesimi principi in base ai quali ciò è stato possibile sono da tempo sfruttati per creare numerosi dispositivi di notevole importanza ed utilità, sia in applicazioni industriali, sia in applicazioni introdotte nel campo medicale, vale a dire nella vasta gamma degli apparecchi elettromedicali. Dal punto di vista dell'attività economica e commerciale, si può affermare che la realizzazione di tali apparecchiature elettroniche ha raggiunto uno sviluppo tale da conferire a queste branche un'importanza pressochè analoga a quella della radio.

E' dunque interessante, esaminare questi due vastissimi rami dai quali, grazie alle continue ricerche dei tecnici ed agli sforzi delle industrie, hanno tratto origine tipi di strumenti, di congegni, di impianti e di installazioni, che migliorano e semplificano notevolmente sistemi di produzione ed esecuzione di lavori.

Alla base di queste applicazioni, sta il fatto che i numerosi fenomeni inerenti alle correnti oscillatorie, siano esse sinusoidali o meno, regolari o irregolari, possono essere sfruttati per compiere artificialmente, rapidamente e con estrema precisione, complesse azioni preordinate dall'operatore. Anzi, grazie a queste applicazioni, è persino possibile far eseguire operazioni superiori a quelle che la mente umana può affrontare.

Nel campo industriale, fanno ricorso all'elettronica tutte quelle apparecchiature che consentono l'automazione di dispositivi, la semplificazione dei sistemi di produzione, di calcolo o di analisi; nel campo medicale, tutti gli strumenti adatti a facilitare la diagnosi e la terapia di un male.

In questa lezione ci occuperemo esclusivamente delle apparecchiature a carattere industriale, utili sia nelle fabbriche, che negli uffici e nelle abitazioni; nella lezione successiva ci occuperemo invece degli strumenti che l'elettronica ha messo a disposizione del medico.

APPARECCHIATURE a CARATTERE INDUSTRIALE

La gamma delle apparecchiature elettroniche a caratteristiche industriali è molto vasta: cercheremo quindi — per esaminare sommariamente almeno le più importanti di tali apparecchiature — di suddividerle in categorie, a seconda del loro impiego.

Innanzitutto, per entrare — per così dire — gradatamente, in quel campo dell'elettronica che si stacca dalla vera e propria radiotecnica, considereremo gli impianti di comunicazione a viva voce o a segnali, atti ad una utilizzazione nelle varie sezioni di un edificio in maniera indipendente dal comune telefono o da emettitori radio. Per comunicare con una o più persone mediante telefono occorre, ovviamente, disporre di una linea libera, ed è necessario comporre un numero mediante un quadrante, oppure, in caso di dispositivo radio, sintonizzare un trasmettitore su una determinata frequenza. Gli *impianti interfonici* eliminano tutto ciò, rendendo la comunicazione immediata, priva di impedimenti, e semplificandola sì da ridurre l'operazione necessaria alla sola azione di pressione su un pulsante.

Ci occuperemo poi di apparecchiature impiegate nelle fabbriche, come quelle, ad esempio, adatte alla ricerca dei metalli, al controllo delle radiazioni, ed al controllo delle produzioni in genere. Esamineremo anche gli impianti nei quali le correnti alternate ad Alta Frequenza con determinate caratteristiche vengono impiegate per la tempera degli acciai e per la lavorazione delle materie plastiche (*forni elettronici*); infine, ci occuperemo delle attrezzature per produrre impulsi di luce intensa per scopi fotografici (« flash »), delle calcolatrici elettroniche e degli amplificatori magnetici.

Impianti interfonici

Gli impianti interfonici consistono generalmente in un amplificatore di Bassa Frequenza, al quale fa capo un apparecchio, detto *principale*, connesso a sua volta con un certo numero di posti detti *secondari* o *derivati*, ai fini di una comunicazione a viva voce.

La **figura 1** illustra schematicamente un impianto di questo tipo. Presso ciascun posto, sia il microfono che l'altoparlante sono costituiti da un unico trasduttore, che viene impiegato per una funzione o per l'altra, alternativamente. Come è noto, l'altoparlante magnetodinamico (a bobina mobile) può funzionare da microfono, e viceversa. Osservando lo schema, si nota che i due deviatori azionati in tandem (*A* e *B*) servono ad

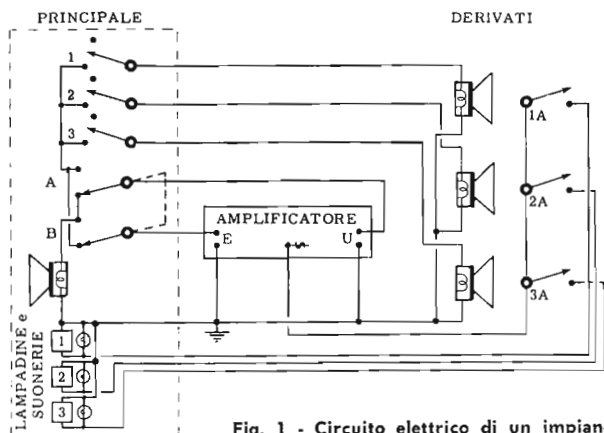



Fig. 1 - Circuito elettrico di un impianto interfonico con tre posti derivati.

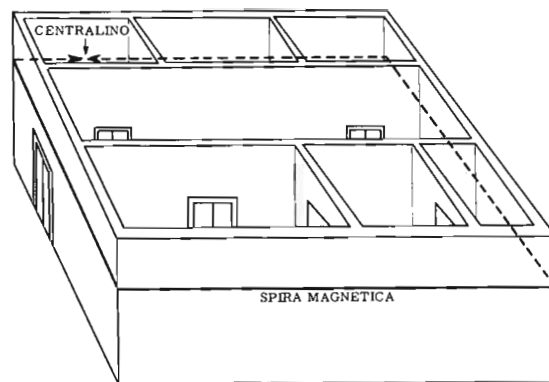



Fig. 2 - Installazione della spira magnetica su un piano di un edificio.

invertire le connessioni di entrata e di uscita dell'amplificatore. Di conseguenza, in una data posizione (quella indicata, che corrisponde a quella normale o di riposo del doppio deviatore, del tipo a pressione con ritorno automatico), il trasduttore dell'apparecchio principale agisce da altoparlante, mentre quel trasduttore dei tre derivati che viene inserito nel circuito da chi usa l'apparecchio principale, (tramite uno degli interruttori 1, 2 o 3) agisce da microfono. Pertanto, abbassando uno degli interruttori citati (1, 2, 3), l'operatore del posto principale ha immediatamente la possibilità di udire i suoni che si producono in prossimità del derivato scelto: non appena viene abbassata la leva che aziona il doppio deviatore (*A* - *B*) le condizioni si invertono, cioè, il trasduttore principale agisce da microfono, e quello scelto da altoparlante.

E' evidente, quindi, che ciascun trasduttore può essere connesso al secondario del trasformatore di uscita, o al primario del trasformatore di entrata, incorporati entrambi nell'amplificatore. Con l'apparecchio principale si può così chiamare (*A* - *B* premuto) direttamente — dopo aver chiuso il corrispondente interruttore (1, 2, 3) — una persona corrispondente ad uno dei derivati, e, liberando subito dopo l'invertitore (*A* - *B*), ascoltare la risposta.

Ogni derivato, dispone di un pulsante (1*A*, 2*A* e 3*A*), che chiude un circuito, alimentato dalla stessa rete che alimenta l'amplificatore, facente capo ad una suoneria o ad un ronzatore (cicala), e ad una lampadina spia messa in corrispondenza di ciascuno dei tre pulsanti dell'apparecchio principale. Agendo sul suo pulsante, il derivato effettua indirettamente una chiamata, in quanto invita, con un segnale sonoro, l'apparecchio principale ad effettuare una chiamata su quel dato canale, individuato dalla lampadina spia.

Il numero dei derivati può essere stabilito a seconda delle esigenze: tali impianti infatti, possono essere installati per più derivati, generalmente fino ad un massimo di 24. Un particolare degno di nota è che, data la bassa impedenza delle linee di allacciamento tra i vari apparecchi, queste possono essere di comune cavetto bipolare, in genere senza necessità di schermatura.

Impianti cercapersone

Una variante degli impianti interfonici, che può essere considerata un perfezionamento, sia pure dal solo punto di vista della chiamata, è costituita dagli impianti cercapersone. Si tratta di un'applicazione nella quale vengono sfruttati i campi magnetici alternati.

Se si dispone di un amplificatore di una certa potenza, ed alla sua uscita, in luogo di un dispositivo di riproduzione diretta (altoparlante), si collega un cavo di sezione appropriata, che percorra il perimetro di un edificio di date dimensioni (come illustrato alla **figura 2**), le correnti dei segnali d'uscita, che sono dell'ordine di qualche ampère, creano all'interno della spira così formata un campo magnetico variabile, sia di polarità che di intensità, conformemente ai segnali stessi.

Se all'interno della spira, ossia nella superficie coperta dal campo magnetico, si pone un amplificatore, avente una buona sensibilità, provvisto all'ingresso (in luogo di un microfono) di un avvolgimento costituito da migliaia di spire di filo sottilissimo, avvolte su un nucleo di materiale ferromagnetico, il campo induce in questo avvolgimento tensioni proporzionali alla sua intensità in quel punto. Tali tensioni, opportunamente amplificate, possono essere riprodotte da un minuscolo trasduttore acustico, connesso all'uscita dello amplificatore, e — di conseguenza — udite da chi porta con sè il piccolo ricevitore.

Il sistema accennato è stato perfezionato ulteriormente: per evitare che la chiamata venga percepita da tutti gli apparecchi riceventi presenti nell'area, si può trasmettere un particolare segnale per ogni persona, in modo che solo il ricevitore della persona ricercata faccia agire il segnale di avviso: in altre parole, si può far ricorso a tipi di ricevitori selettivi.

Negli impianti moderni, i ricevitori possono essere in numero praticamente illimitato, ed inoltre — essendo a transistori — sono di dimensioni ridottissime, ed alimentati da piccole batterie incorporate. Essi comprendono una bobina di ingresso selettiva, ossia accordata su una data frequenza (supersonica) per il motivo di cui si è ora detto, un circuito a relais azionato dal segnale ricevuto per via induttiva dall'amplificatore, ed un oscillatore, tarato su una determinata frequenza, posto in funzionamento dal suddetto relais. Allorchè l'apparecchio di chiamata trasmette un segnale di una data frequenza (supersonica), questa viene ricevuta dal solo ricevitore funzionante su quella stessa frequenza. Il segnale ricevuto, ed amplificato, segue due percorsi: da un lato, prosegue verso l'uscita (os-

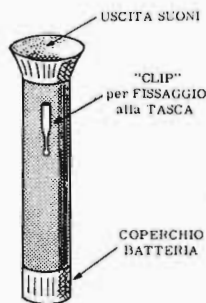



Fig. 3 - Aspetto di un moderno ricevitore tascabile per impianto cercapersone. Si noti il diffusore acustico, in alto.

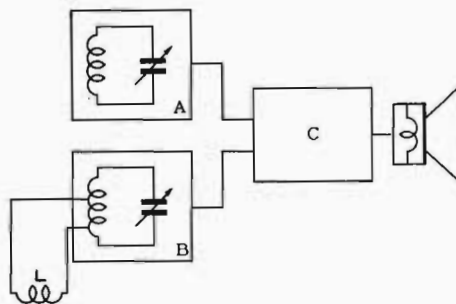



Fig. 4 - Principio di funzionamento di un cercametalli a variazione di frequenza. La bobina L costituisce la testa esploratrice.

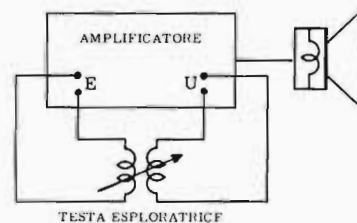



Fig. 5 - Cercametalli ad innesco di oscillazioni, per variazione di induttanza delle due bobine accoppiate.

sia verso lo stadio finale del ricevitore), e dall'altro provvede ad azionare il circuito oscillatore citato (tramite il relais). In tal modo, i due segnali (quello in arrivo e quello prodotto dal ricevitore) vengono fatti « battere » tra loro; le due frequenze sono stabilite in modo tale che la frequenza risultante dalla sovrapposizione sia all'incirca di 1.000 Hz. Questo è il suono che viene udito dalla persona che ha con sè il ricevitore.

Gli impianti di questo genere più complessi comprendono anche la possibilità, una volta effettuata la chiamata, di impartire delle disposizioni che la persona chiamata potrà udire premendo, qualche istante dopo aver sentito il segnale, un apposito pulsante che esclude l'oscillatore locale ed inserisce un demodulatore. Nell'apparecchio di chiamata, la corrente microfonica amplificata modula — in tal caso — la frequenza ultrasonica che eccita la spira magnetica.

L'utilità di questi impianti nelle grandi aziende, nelle fabbriche, negli ospedali e nei cantieri è evidente. In tali casi, infatti, è spesso necessario rintracciare una data persona (un impiegato, un dirigente, un tecnico, una persona di servizio, un medico, ecc.), cosa che, data la vastità dell'edificio, può risultare problematica attraverso il telefono, o fastidiosa attraverso un sistema di altoparlanti. Mediante l'impiego del cercapersone — invece — è possibile munire di un ricevitore tascabile tutte le persone che, durante l'orario di lavoro, sono soggette a chiamate improvvise da parte del centralino. Ogni ricevitore, assegnato sempre alla medesima persona, corrisponde ad una sola frequenza di chiamata, e — sempre che l'apparecchio abbia la possibilità di trasmissione anche a voce — una volta udito il segnale di chiamata l'interessato non dovrà che portare il ricevitore all'orecchio, premendo il relativo pulsantino, ed ascoltare le disposizioni. In caso di impianto semplice — invece — la ricezione del segnale di chiamata indicherà che egli deve mettersi al più presto in contatto col centralino tramite il telefono interno più vicino, per ricevere le disposizioni.

Data la distribuzione abbastanza uniforme del campo magnetico nell'area circoscritta dalla spira (sempre che non esistano nell'edificio grosse masse di ferro o di acciaio, che determinano un notevole assorbimento), la chiamata viene normalmente percepita su tutto il piano dell'edificio, e persino uno o due piani al di sopra e al di sotto. In caso di edifici a diversi piani, è possibile allacciare tra loro due o più spire, connesse in parallelo e disposte l'una sull'altra, in modo che i relativi campi siano in fase. In un edificio ad otto piani — ad esempio — le chiamate possono essere percepite dai sotterranei fino a sopra il tetto, installando una spira al 1° piano, una al 4°, ed una al 7° piano.

I ricevitori sono alimentati da piccole batterie, spesso ricaricabili, che richiedono un controllo periodico. La **figura 3** illustra l'aspetto di un ricevitore.

I cercametalli

Sia nel campo industriale, che in quello militare e civile, si presenta abbastanza sovente la necessità di controllare la eventuale presenza di metalli. Ciò accade, ad esempio, durante i processi di lavorazione del legno o delle materie plastiche, dei tessuti, o ancora della carta, per accertare la eventuale presenza nella materia prima, di schegge metalliche che potrebbero danneggiare le macchine (seghe, pialle, presse, ecc.). Nel campo militare, tali controlli sono necessari per individuare la presenza di mine sotterrate; infine, nel campo civile, un simile mezzo di controllo consente di trovare oggetti metallici smarriti nella sabbia o in un prato, e, in altre applicazioni ancora, di constatare la presenza di eventuali frammenti metallici nei cibi lavorati, ecc.

I metodi con i quali è possibile accertare la presenza di metalli con un dispositivo elettronico, sono diversi: La **figura 4** illustra il sistema a *variazione di frequenza.*

A e *B* sono due oscillatori ad Alta Frequenza, funzionanti sulla medesima frequenza. I due segnali prodotti vengono mescolati tra loro. Se le due frequenze sono perfettamente eguali, ovviamente non si ha alcun suono dovuto al battimento in quanto la risultante è zero. Per contro, dopo aver effettuato la messa a zero del segnale di uscita, se la bobina *L* (in parallelo ad una parte del circuito accordato dell'oscillatore *B*), viene avvicinata ad una massa metallica, la sua induttanza varia: ciò fa variare la frequenza di accordo del circuito oscillante, per cui si ha una differenza tra le due frequenze prodotte. In tal caso, il trasduttore darà una nota caratteristica, ciò che comproverà che in prossimità della bobina si trova una massa metallica. La *bobina esploratrice* viene installata in un involucro non metallico, applicato all'estremità di un'asta, o comunque nel punto in cui il controllo deve essere effettuato.

Un altro metodo è quello detto ad *innesco di oscilla-*

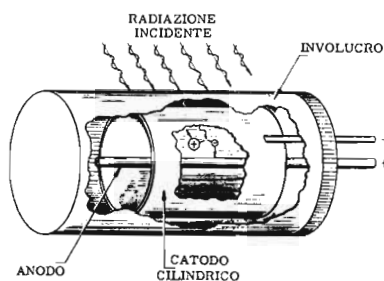



Fig. 6 - Rapresentazione della struttura interna di un tubo « Geiger - Muller »: si tratta di una camera di ionizzazione, nella quale si trovano due soli elettrodi.

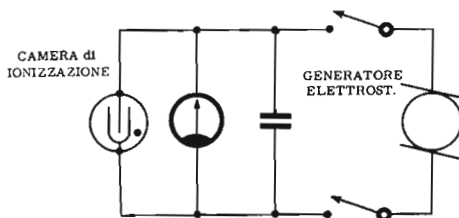



Fig. 7 - Circuito di impiego di una camera di ionizzazione per la rivelazione di radiazioni. Il generatore fornisce la tensione di polarizzazione degli elettrodi, tra i quali avviene la scarica.

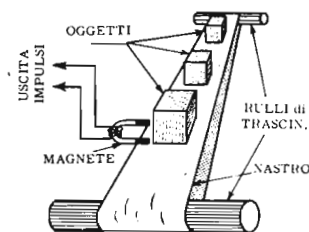



Fig. 8 - Principio del contatore elettromagnetico di oggetti trasportati da un nastro. L'uscita dell'elettromagnete dà gli impulsi che vengono contati da un relais.

zioni; il principio è illustrato alla **figura** 5. Si tratta di un normale amplificatore di Bassa Frequenza, nel quale l'entrata e l'uscita sono accoppiate mediante due bobine avvolte con nucleo ad aria; tali bobine costituiscono la *testa esploratrice*. Il loro valore induttivo è abbastanza basso da evitare che si manifesti una reazione (positiva) che dia luogo ad oscillazioni udibili. Tuttavia, non appena il campo magnetico interno alle bobine viene concentrato o comunque deformato a causa delle presenza di masse metalliche (magnetiche o non, rispettivamente), il valore induttivo aumenta fino a determinare la presenza di oscillazioni che vengono riprodotte dall'altoparlante.

I rivelatori di radiazioni

Da diversi anni, in seguito ai progressi conseguiti nel campo delle ricerche nucleari, si sente parlare di radiazioni « beta » e « gamma », di minerali di uranio, di raggi « Roentgen », e di contatori « Geiger ». Anche in questa branca, l'elettronica ha dato un notevolissimo contributo: essa, infatti, ha consentito la costruzione di speciali apparecchiature, atte a constatare la presenza di radiazioni, ed a misurarne il livello.

Tali radiazioni, molto utili nelle applicazioni di fisica nucleare, ed in alcune applicazioni di medicina, possono per contro essere pericolosissime per l'essere umano che le subisce inconsapevolmente. Da qui, la necessità di avvertirne la presenza (in quanto nessuno dei nostri sensi ha tale possibilità), e di misurarne la intensità. Oltre a ciò, la ricerca dei giacimenti di uranio è notevolmente facilitata, allorchè si ha la possibilità di constatare la presenza o meno delle radiazioni in una data zona.

Il principio del contatore « Geiger » è alquanto semplice: l'elemento sensibile è il tubo « Geiger Muller », che, come illustrato alla **figura** 6, consta di un involucro di vetro, contenente un gas speciale a bassa pressione, e due elettrodi, un catodo tubolare cilindrico, ed un anodo costituito da un conduttore rigido, coassiale rispetto al catodo. Se tra tali elettrodi viene applicata una certa differenza di potenziale, non si ha alcun passaggio di corrente tra di essi, nel tubo, a meno che il gas in esso contenuto non sia ionizzato.

Dal momento che le radiazioni hanno la prerogativa di ionizzare il gas contenuto nel tubo, si ha una scarica in esso non appena viene sottoposto a dette radiazioni, e tale scarica è tanto più rapida quanto più intense sono le radiazioni stesse. Non appena la scarica è avvenuta, la d.d.p. tra gli elettrodi si ristabilisce, e si produce una nuova scarica. Si hanno così degli impulsi, che possono essere amplificati, e trasformati in segnali acustici o in indicazioni da parte di uno strumento. La **figura** 7 illustra il circuito tipico di un contatore « Geiger » portatile, nel quale il tubo è una semplice camera di ionizzazione, alimentata da una sorgente di tensione di soli 22,5 volt. Ne esistono però altri tipi nei quali la tensione che polarizza i due elettrodi è notevolmente più alta (circa 900 volt), ed inoltre, gli impulsi ricavati dal tubo vengono rettificati ed integrati, per formare una vera e propria tensione continua, la cui ampiezza indica il livello delle radiazioni in « roentgen » all'ora (r/h).

Apparecchiature di questo genere vengono usate nelne miniere in cui si trovano giacimenti di uranio, nei laboratori di fisica nucleare e di chimica, nonchè negli ospedali, nei quali si ha spesso a che fare con apparecchi di roentgenterapia, raggi X, sostanze radioattive, ecc.

Alcune fabbriche si sono specializzate nella costruzione di tali rivelatori, e ne hanno messo in commercio di vari tipi: portatili, a cassetta con cinghia a tracolla, tascabili (persino a penna stilografica), e di maggiori dimensioni, con sensibilità elevatissima. In genere, la massima sensibilità raggiungibile con uno strumento di questo tipo consente la misura di un livello di radiazione pari a 0,001 milliroetgen/ora.

Apparecchiature varie di controllo

Sfruttando i principi del magnetismo, e della fotoelettricità, è possibile realizzare diversi tipi di apparecchiature di controllo molto utili.

Supponiamo — ad esempio — che in una fabbrica si desideri sapere quanti oggetti passano al giorno su di una catena di trasporto, senza dover costringere una persona a contarli mano a mano che passano, a rischio di distrarsi e di commettere qualche errore. Se gli oggetti che si devono contare sono in materiale ferromagnetico, si può fare in modo che, in un dato punto del loro passaggio, essi chiudano per un istante un circuito magnetico che agisce su di un indotto. In tal

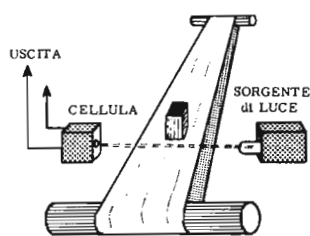



Fig. 9 - Dispositivo analogo al precedente, nel quale gli oggetti possono essere non magnetici, in quanto gli impulsi vengono forniti da un cellula fotoelettrica, eccitata da una lampadina.

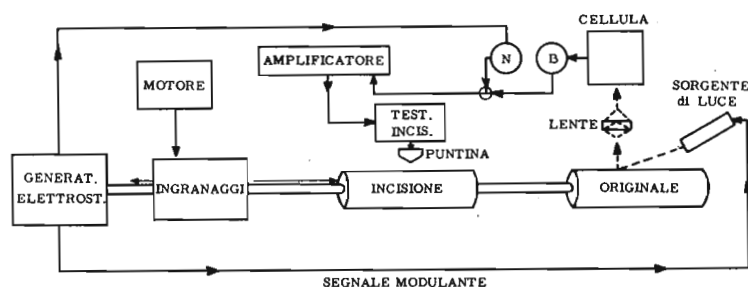



Fig. 10 - Rappresentazione schematica di una macchina elettronica per la incisione di « cliché » su plastica, mediante riproduzione di una fotografia esplorata dalla cellula fotoelettica. N e B rappresentano i dispositivi di controllo separati del nero e del bianco, per la regolazione del contrasto.

caso, essi producono un impulso (vedi **figura 8**), che, opportunamente amplificato, può a sua volta eccitare un relais. Il movimento dell'ancoretta mobile di quest'ultimo può far scattare un comune contatore a rulli, nel quale il giro completo del rullo delle unità sposta di un numero quello delle diecine e così via. Tali contatori, del tutto analoghi a quelli installati nei contatori dell'energia elettrica, del gas, ecc., sono muniti di un dispositivo di azzeramento istantaneo, che consente di iniziare la numerazione da zero ogni giorno. Si può così controllare infallibilmente la produzione, con risparmio di una persona addetta a tale lavoro. Se si tratta di contare, invece, oggetti di materiale non magnetico, (plastica, alluminio, ecc.), lo stesso controllo può esesre effettuato con dispositivo fotoelettrico.

Come si nota osservando la **figura 9**, il nastro che trasporta i prodotti lavorati costringe questi ultimi, durante il loro passaggio, ad intercettare per un istante un raggio luminoso che colpisce una cellula fotoelettrica. Ogni interruzione del raggio, dovuta al passaggio di un oggetto opaco, determina un'interruzione dell'attività della cellula fotoelettrica. Anche questa interruzione può essere trasformata elettronicamente in un impulso, e « contata » come si è detto precedentemente a proposito del sistema magnetico.

Tra le altre importanti applicazioni dei controlli fotoelettrici citiamo, ad esempio, i dispositivi automatici di controllo dei bruciatori a nafta, e la chiusura automatica delle porte di un ascensore. Ovviamente, in questo ultimo caso, esiste anche un dispositivo di sicurezza che evita la chiusura se il raggio di luce (uscente da uno dei battenti e diretto verso la cellula installata nel battente opposto), è intercettato da una persona che si trova sulla soglia nell'istante in cui la porta si chiude.

Mediante dispositivi a cellula fotoelettrica è anche possibile determinare l'apertura automatica, ad esempio, della porta d'ingresso di un « garage ». In tal caso, la cellula fotoelettrica che aziona il dispositivo elettronico (e, successivamente, il congegno di apertura a motore) è installata nel muro, immediatamente a lato della porta stessa. Allorchè la vettura si ferma dinnanzi ad essa, ad una determinata distanza, non si ha che da azionare i fari abbaglianti, i quali, colpendo la cellula, mettono in azione il dispositivo. Un risultato analogo può essere ottenuto ricorrendo agli ultrasuoni anzichè alla luce.

Produzione di « cliché » con dispositivo a cellula fotoelettrica

La **figura 10** illustra il principio di una macchina elettronica mediante la quale è possibile, in breve tempo, ottenere il « cliché » di una fotografia, evitando il lungo processo zincografico. Come si nota, l'originale (fotografia), e la lastra di materiale plastico sulla quale viene inciso il « cliché », vengono collocati su di un albero cilindrico ruotante a velocità rigorosamente costante. Solidale con tale albero, ad una estremità, si trova una « ruota fonica », del tutto simile ad un grosso ingranaggio. I denti di questa ruota, tutti assolutamente eguali tra loro, durante la rotazione a velocità costante modificano, col loro passaggio, la capacità esistente tra di essi ed una fascia (altra armatura) posta a breve distanza. Poichè tra le armature esiste una differenza di potenziale a c.c., le variazioni di capacità dovute al profilo dei denti, in rotazione, dànno luogo a impulsi di tensione che vengono successivamente amplificati. Questi impulsi provocano l'accensione istantanea di una speciale lampada, che produce una luce intensa, e provocano anche la vibrazione — in senso longitudinale — di una punta di acciaio. Gli impulsi di luce così ottenuti vengono proiettati con un sistema di lenti in un punto sulla fotografia da riprodurre, la quale restituisce la luce per riflessione ad una cellula fotoelettrica, dinnanzi alla quale si trova un altro sistema di lenti (condensatore). La luce riflessa, ovviamente, varia di intensità a seconda delle tonalità del punto illuminato sulla fotografia. In altre parole, se il punto illuminato è perfettamente bianco, quasi tutta la luce viene riflessa: se invece è nero, la quantità di luce riflessa è minima, e così per tutte le gradazioni intermedie. In tal modo, gli impulsi di luce di intensità costante provenienti dalla sorgente luminosa, si traducono in impulsi di corrente di intensità variabile forniti dalla cellula fotoelettrica. Tali impulsi vengono impiegati per modulare la profondità dell'incisione effettuata sul foglio di materiale plastico dalla punta di acciaio, (a forma di tronco di piramide), la quale è resa incandescente da una resistenza di nichelcromo avvolta intorno ad essa.

Oltre alla rotazione del cilindro, si ha uno spostamento contemporaneo, sia del complesso *sorgente di luce - cellula fotoelettrica*, sia della *puntina di incisione*, longitudinalmente rispetto al cilindro. In tal mo-

Fig. 11 - Frammento di «clichè» (ottenuto con la macchina di fig. 10), ingrandito per mettere in evidenza il «retino». A lato è rappresentata la puntina di incisione in acciaio.

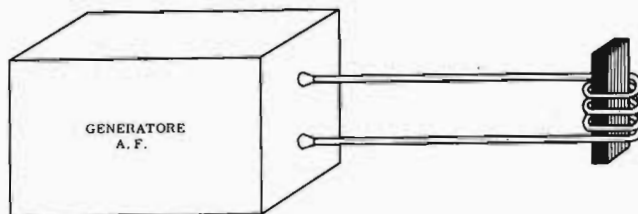



Fig. 12 - Principio del riscaldamento elettronico ad Alta Frequenza. Il generatore fornisce l'energia, che viene inviata ad una bobina. Questa crea un campo magnetico che mette in agitazione gli elettroni del corpo conduttore da riscaldare. E' possibile raggiungere persino la temperatura di fusione.

do, sia la fotografia, che il foglio di materiale plastico, vengono esplorati in un certo tempo (dipendente dalle dimensioni) in tutti i punti. La **figura 11** illustra un frammento di « cliché » ottenuto con tale macchina, molto ingrandito per mettere in evidenza i punti incisi con diversa profondità (che si traduce, data la forma della punta, in diversa area) e che ricostruiscono la immagine.

Forni ad Alta Frequenza

L'alta Frequenza può essere impiegata nell'industria come sorgente indiretta di calore. Sappiamo che, allorchè un corpo conduttore si trova in presenza di onde elettromagnetiche, o di campi elettromagnetici alternati, esso diventa sede di correnti elettriche, che non sono altro che movimenti di elettroni.

Questo principio è stato largamente sfruttato per la costruzione dei cosiddetti forni ad Alta Frequenza, che si sono rivelati molto utili per particolari tecniche di lavorazione dei metalli.

L'energia a radiofrequenza, sviluppata da un generatore di potenza elevata (si tratta in genere di diecine di chilowatt), può essere convogliata ad una bobina, realizzata con un conduttore tubolare di sezione adeguata, la quale crea internamente a se stessa un campo magnetico alla frequenza dell'energia ad essa fornita.

Se un oggetto metallico viene immerso in detto campo magnetico, tutti gli elettroni mobili degli atomi che costituiscono le molecole del materiale vengono messi in agitazione, ed oscillano — per così dire — intorno all'atomo stesso, con la medesima frequenza della corrente di eccitazione. Tali oscillazioni si traducono in un attrito di tale violenza, che la temperatura dell'oggetto aumenta, fino a renderlo incandescente.

Questo procedimento può essere sfruttato — ripetiamo — sia per la fusione di parti metalliche contetute in un crogiuolo apposito immerso nelle spire dell'indotto, sia per la saldatura di parti metalliche tra loro, sia ancora per portare oggetti di acciaio alla temperatura necessaria per effettuarne poi la tempera mediante successiva immersione in olii speciali, o in sali a base di cianuro di potassio. La **figura 12** illustra il principio del riscaldamento ad Alta Frequenza, mediante il metodo ora citato, cioè ad induzione.

Un procedimento analogo è stato realizzato per la lavorazione delle materie plastiche. Come è noto, queste ultime possono essere certamente classificate tra le sostanze isolanti: di conseguenza, ovviamente, non possono diventare sede di correnti elettriche indotte. Tuttavia, se vengono usate come dielettrico in un condensatore le cui armature siano connesse all'uscita di un potente generatore di Alta Frequenza, le perdite inevitabili che si verificano in un dielettrico si verificano anche nella materia plastica interposta. In tal caso, dette perdite, il cui valore è in stretta relazione con la frequenza del segnale, provocano un aumento della temperatura, proporzionale allo spessore del dielettrico ed all'ampiezza delle oscillazioni.

Dal momento che l'aumento di temperatura così provocato è pressochè istantaneo, e che inoltre esso può essere concentrato su piccole superfici, determinate dalle dimensioni dei due elettrodi che costituiscono il condensatore vero e proprio, questo metodo viene attualmente impiegato su vasta scala per la saldatura di materie plastiche, nella lavorazione di involucri, borse, valige, astucci, scatole, ecc. In tal caso, i due elettrodi fanno capo a due ruote di metallo, ciascuna delle quali è connessa direttamente ad una delle uscite del generatore (vedi **figura 13**). La materia plastica, generalmente costituita da fogli di politene, di polistirolo, di resine viniliche o altro, viene fatta passare, in due strati affacciati, tra le due ruote, che sono spinte una verso l'altra da una forza meccanica. Il campo elettrico che tra esse sussiste provoca, nell'istante in cui avviene il passaggio, le suddette perdite dielettriche nei due fogli affacciati, i quali — di conseguenza — si scaldano al punto tale da fondere e da amalgamarsi. I due fogli entrano dunque tra le ruote separati e divisibili, e ne escono saldati per effetto elettronico. In tal modo, è praticamente impossibile che si dividano, come potrebbe accadere se l'unione venisse effettuata con lo aiuto di un semplice collante, perchè le due parti vengono a costituirne praticamente una sola dopo il passaggio attraverso il condensatore.

« Flash » elettronici

Un dispositivo utile in campo fotografico, realizzato in base ai principi elettronici (che ha da diversi anni completamente soppiantato il noto « lampo al magnesio »), è il « flash » elettronico. Con esso, è possibile effettuare fotografie anche in assenza completa di luce solare o di lampade. Mediante tale dispositivo, grazie alla

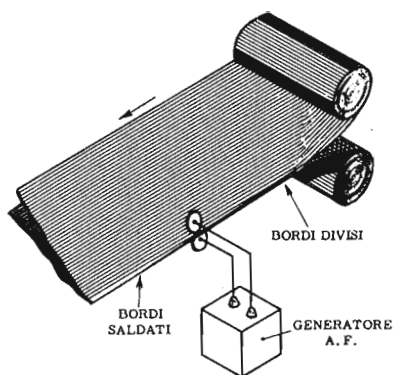



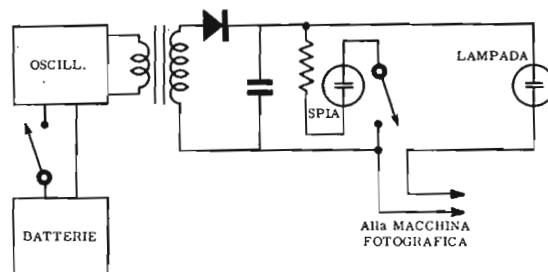
Fig. 13 - Principio della saldatura ad Alta Frequenza delle materie plastiche, col sistema detto a « perdite dielettriche ». Consente la fusione dei due bordi.

Fig. 14 - Principio del « flash » elettronico. L'oscillatore fornisce una corrente alternata che viene elevata (al valore necessario per ottenere il lampo) raddrizzata, ed avviata a caricare un condensatore.

possibilità di produrre per brevi istanti, come vedremo, tensioni molto elevate, ed alla disponibilità di lampade speciali, è possibile ottenere impulsi di luce, della durata massima di una frazione di secondo, ma di intensità locale paragonabile a quella della luce solare. La sorgente deve essere molto prossima al soggetto da fotografare: la distanza utile alla quale questa luce può illuminare con esito soddisfacente agli effetti fotografici è generalmente limitata a qualche metro. Per questo motivo, tali dispositivi vengono generalmente usati per la sola ripresa di fotografie in « primo piano » di persone di cose o di animali, anche se in movimento.

Il principio di funzionamento è illustrato alla **figura 14**. In essa si nota un oscillatore che produce una tensione alternata. Ad esso segue un circuito elevatore di tensione, che può anche essere un comune trasformatore, avente al secondario diverse migliaia di spire di filo sottilissimo. Il suo compito consiste nell'elevare la tensione oscillatoria prodotta, fino al valore di diverse centinaia di volt, sia pure con una corrente debolissima (dell'ordine di qualche microampère). Tale corrente viene rettificata, e quindi utilizzata per caricare un condensatore di capacità elevata (un elettrolitico). In tal modo, dopo qualche secondo di funzionamento, ai capi del condensatore viene ad essere presente una tensione continua notevole. L'elemento attivo è una lampada contenente un gas speciale, che, allorchè viene sottoposto ad una tensione continua elevata, si ionizza, e determina una scarica istantanea.

L'impiego del « flash » elettronico avviene come segue: in genere, l'energia di alimentazione è fornita da batterie contenute nell'apparecchio stesso, all'uscita del quale è connesso un cavo che alimenta la scatola contenente la lampada e i dispositivi di controllo. Non appena il generatore viene attivato, agendo sull'apposito interruttore generale, la tensione prodotta, elevata e rettificata, carica il condensatore: dopo qualche istante, esso è completamente carico, e ciò può essere constatato premendo un pulsantino di controllo, il quale aziona una piccola lampada al neon che dà un impulso luminoso lievissimo se la carica è completa.

L'intero complesso consiste dunque in un involucro, provvisto di cinghia a tracolla, contenente il generatore - elevatore, la batteria di alimentazione, e l'interruttore generale: da esso si diparte un cavo lungo circa un metro, che fa capo al riflettore. In questo è installata la lampada a gas, e la piccola lampada al neon che permette di constatare a priori se l'apparecchio è pronto per la produzione del lampo di luce. Un secondo cavetto, bipolare, all'estremità del quale è applicato un raccordo standard, serve per il collegamento tra il dispositivo di sincronismo della macchina fotografica ed il riflettore. La macchina, durante l'esposizione (apertura dell'obbiettivo), determina la chiusura di due contatti, che chiudono il circuito del cavetto di cui sopra. Per questo fatto, l'alta tensione fornita dal generatore viene applicata alla lampada propriamente detta, la quale emette il lampo di luce nel preciso istante in cui l'obbiettivo è aperto. E' necessario attendere qualche secondo prima di poter effettuare una seconda illuminazione, in quanto occorre dare al condensatore il tempo di ricaricarsi.

Attualmente, con i transistori, è stato possibile realizzare dei tipi di « flash » elettronici, talmente ridotti, da poter essere installati direttamente accanto alla macchina fotografica, e che contengono l'intero complesso. In alcuni tipi, il dispositivo generatore di alta tensione, invece che a transistori, funziona con un vibratore che rende pulsante la tensione della batteria, con una frequenza relativamente elevata, consentendone la trasformazione in un valore molto più alto.

Le calcolatrici elettroniche

Una branca dell'elettronica che ha preso in questi ultimi anni uno sviluppo veramente notevole, tanto da determinare l'impellente necessità di personale qualificato e specializzato, è quella delle calcolatrici elettroniche, dette anche « cervelli elettronici ». Sfruttando razionalmente i principi basilari dell'elettronica, si è riusciti a creare speciali dispositivi, atti ad effettuare i calcoli più complessi in una frazione di secondo. Si è dimostrato che un calcolo che un matematico poteva fare in non meno di un giorno di lavoro ininterrotto, è stato eseguito con assoluta esattezza da una calcolatrice elettronica in una frazione di minuto.

Tra i principi base di funzionamento in questo campo troviamo la conversione dell'aritmetica a tutti nota — fondata sull'impiego dei numeri compresi tra 0 e 9 — nella *aritmetica binaria*, nella quale gli unici segni impiegati sono lo 0 e l'1. In pratica, mediante un codice speciale, qualsiasi numero può essere espresso tramite presenza o assenza, alternativamente, di una cor-

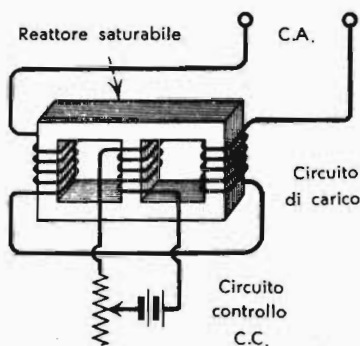



Fig. 15 - Rappresentazione di un semplice amplificatore magnetico a reattore saturabile. Si ha un circuito di controllo ed uno di carico.

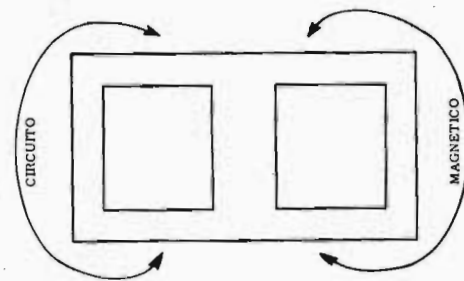



Fig. 16 - Il flusso magnetico prodotto dal circuito di controllo sul nucleo centrale si chiude, nel modo ben noto, attraverso i due circuiti esterni del lamierino ferromagnetico.

rente elettrica in un circuito, ossia con impulsi elettrici. Ovviamente, i circuiti sono molto numerosi, e ciascuno di essi contiene anche speciali dispositivi, detti « memorie », i quali ricevono l'informazione dettata dall'operatore mediante segnali elettrici, e la trattengono sotto forma di impulsi di magnetizzazione.

Il compito dell'intera calcolatrice elettronica consiste nel ricevere dall'operatore i dati di calcolo, nel registrarli sulle memorie, che possono essere — ad esempio — dei nastri magnetici, e nel combinarli e rielaborarli infine, per trarne le dovute conclusioni.

Mentre in una calcolatrice meccanica le operazioni vengono effettuate con una velocità ridotta a causa dell'inerzia dei diversi ingranaggi e delle leve che azionano i congegni, in quella elettronica la rapidità con cui l'operazione viene effettuata ha la sola limitazione nella velocità di scorrimento della corrente elettrica in un conduttore, che come sappiamo, è talmente elevata da consentire il passaggio di frequenze elevatissime.

Queste calcolatrici vengono attualmente impiegate nei grandi complessi amministrativi per aiutare il personale addetto, nonchè per eseguire le statistiche, ecc.; nei laboratori di chimica e di ricerche nucleari per la soluzione di problemi di carattere scientifico, e negli uffici civici per le registrazioni anagrafiche e statistiche.

Gli amplificatori magnetici

Oltre che con valvole e con transistori, le correnti elettriche possono essere amplificate con gli *amplificatori magnetici*. Questi dispositivi, sfruttando in parte i principi del trasformatore, permettono applicazioni assai diverse da quelle del trasformatore vero e proprio.

Il funzionamento dell'amplificatore magnetico si basa sulla saturazione di un reattore. Si ha praticamente un indotto di carico (avvolto su di un nucleo), nel quale circola il segnale, ed un secondo indotto, connesso — tramite un regolatore — ad una sorgente di tensione continua. Facendo passare una corrente continua in quest'ultimo (**figura 15**), si ha una certa saturazione del nucleo, che raggiunge un valore massimo, dato dalle dimensioni del nucleo stesso, oltre il quale non è più possibile addensare in esso un numero maggiore di linee di forza magnetica. Di conseguenza, variando la densità del flusso prodotto da quest'ultimo avvolgimento (detto di controllo), è possibile variare la permeabilità dell'intero nucleo. L'induttanza degli avvolgimenti in cui circola il segnale alternato dipende dalla permeabilità del nucleo, ed inoltre, la loro reattanza induttiva, e quindi l'impedenza, dipende dall'induttanza. Ne deriva che, variando l'intensità della corrente che circola nell'avvolgimento di controllo, è possibile variare l'impedenza del circuito di carico.

L'avvolgimento di controllo e quello di carico sono disposti in modo tale che non si verifichi tra loro induzione mutua, in quanto il primo è avvolto sulla colonna centrale, ed il secondo è avvolto sulle due colonne esterne, e sono disposti in modo che la polarità del campo magnetico sia in opposizione di fase rispetto a quella del campo prodotto dall'avvolgimento di controllo. Ciò non toglie, tuttavia, il fatto che il circuito magnetico di quest'ultimo, che si chiude come indicato dalle frecce alla **figura 16**, influisca, come necessita, sulla permeabilità dell'intero nucleo.

Dal momento che le variazioni di corrente nell'avvolgimento di controllo provocano variazioni di impedenza nell'avvolgimento di carico, è evidente che, se si sovrappone una corrente alternata alla corrente continua che scorre nell'avvolgimento centrale, è possibile ottenere all'uscita dell'avvolgimento di carico, variazioni di tensione la cui ampiezza è in stretta relazione con la permeabilità del nucleo, ossia con l'impedenza dell'avvolgimento.

L'impiego di questi amplificatori è limitato per ora al solo campo industriale, e non è esteso a quello della elettroacustica, data la limitazione della frequenza utile dovuta all'inevitabile inerzia del materiale a causa del ciclo di isteresi. Tuttavia, la loro utilità è notevole nei confronti della regolazione di tensione (si veda quanto detto a pagina 396 in merito agli stabilizzatori a ferro saturo), dei sistemi di controllo della corrente di carica degli accumulatori, ecc. Inoltre, in altri campi ancora, abbinandoli con particolari meccanismi a relais, è possibile, col loro aiuto, regolare l'afflusso del carburante nei turboreattori, controllare la velocità di rotazione di motori, ecc.

Questa breve rassegna sulle applicazioni industriali dell'elettronica è assai lungi dall'essere completa; riteniamo però di essere riusciti a dare un'idea della vastità del campo, e delle innumerevoli possibilità che l'elettronica offre per la soluzione dei problemi, in ogni attività tecnica e scientifica.

APPLICAZIONI ELETTRONICHE nel CAMPO MEDICALE

Anche nel campo della medicina, come si è detto, l'elettronica ha dato un notevole contributo, in quanto ha permesso la realizzazione di apparecchiature atte a facilitare l'indagine sulle cause delle malattie (diagnostica), ed a combattere tale causa con effetti chimico - fisici sui tessuti del corpo umano (terapia).

Le apparecchiature elettromedicali non sono un'invenzione recente. Fin dal tempo della « rana di Galvani », si comprese come la corrente elettrica potesse influire sul grado di funzionalità dei nervi motori di un essere vivente, e fin da allora furono tentate le prime applicazioni di corrente elettrica per la cura delle paralisi, e di altre disfunzioni analoghe.

Successivamente, con la scoperta del fenomeno della elettrolisi (decomposizione di sostanze organiche in soluzione per effetto del passaggio di una corrente), fu aperta la strada agli studi sulla *diatermia* (applicazione di corrente alternata), ed infine, in seguito alla scoperta dell'emissione termoionica, nacquero i *raggi* X, da cui la *radioscopia* e la *radiografia*.

Attraverso gli anni, medici e tecnici hanno collaborato assiduamente per perfezionare e migliorare le apparecchiature realizzate, ed attualmente si può affermare che il progresso, attraverso le sue fasi successive, ha portato l'elettronica in una posizione di primo piano nei confronti della scienza medica. Ciò non toglie, tuttavia, che negli anni futurì si possano effettuare altre scoperte, e che possano nascere altre teorie che porteranno alla realizzazione di altre apparecchiature. Intendiamo dire con ciò che anche questo campo è talmente vasto, che non sarà mai possibile porre la parola « fine » alla serie delle probabili innovazioni.

Nell'esaminare le diverse apparecchiature elettromedicali, inizieremo, anche in questo caso, con quelle più affini alle applicazioni fino ad ora considerate.

L'AUDIOMETRO e le PROTESI ACUSTICHE

Una delle più sentite menomazioni dell'essere umano è l'ipoacusia, o indebolimento dell'udito, che può essere dovuta a diverse cause (traumatiche, nervose, biologiche, ecc.): è per questo motivo che la scienza ha dovuto creare apparecchiature adatte a valutare l'ammontare dell'indebolimento, ed a rimediare, fornendo all'orecchio meno sensibile suoni amplificati.

L'audiometro, ossia l'apparecchio adatto alla misura dell'ipoacusia, non è altro che un generatore di segnali a Bassa Frequenza, con uscita tarata in funzione della sensibilità dell'orecchio umano. Sappiamo infatti che il nostro udito è sensibile a tutte le frequenze comprese tra 16 e 16.000 Hz, e che il livello di soglia, ossia la intensità minima di un suono di qualsiasi frequenza compresa nella gamma suddetta, percepibile da un orecchio normale, è considerato pari a 0 dB.

Per misurare la sensibilità di un orecchio, è necessario rilevare per punti la curva di sensibilità alle diverse frequenze, mediante un apparecchio che possa produrre tali frequenze, ed il cui segnale di uscita, riprodotto da una cuffia, sia regolabile mediante un attenuatore tarato.

La **figura 1** illustra il principio dell'audiometro. Come si nota, si ha un generatore, in grado di fornire diverse frequenze, a partire dalla più bassa, fino alla più acuta, commutabili mediante un commutatore ad un massimo di 15 posizioni (per rilevare la curva, sono di solito sufficienti, agli effetti diagnostici, 10 o 12 frequenze diverse). Poichè il generatore ed il trasduttore (cuffia) non possono essere assolutamente lineari, si ha, all'uscita del generatore, un attenuatore fisso, che viene regolato in fase di taratura affinchè, a massima uscita, la cuffia riproduca tutte le frequenze ad un livello pari a 100 dB (corrispondente alla cosiddetta « soglia del dolore »). Tra detto attenuatore fisso e la cuffia, è presente inoltre un attenuatore variabile tarato in decibel, con scatti da 5 in 5 dB, che consente di portare ad un minimo di — 10 dB il livello dei suoni riprodotti dalla cuffia.

La realizzazione di un audiometro con caratteristiche adeguate alle necessità di impiego è cosa abbastanza delicata. Innanzitutto, affinchè la frequenza e l'ampiezza delle oscillazioni prodotte siano il più possibile costanti, ed indipendenti dalle condizioni ambientali (temperatura, umidità, pressione, ecc.), è necessario che i componenti impiegati siano della qualità migliore. In secondo luogo, l'organo riproduttore, ossia la cuffia (generalmente del tipo a bobina mobile), deve avere una particolare curva di responso, il più possibile lineare, e deve inoltre presentare la massima stabilità, al fine di erogare suoni di ampiezza costante, in relazione all'ampiezza dei segnali di eccitazione.

Mediante tale apparecchio, dopo aver collocato il paziente in un apposito ambiente, isolato dai rumori ambientali (detto « camera silente »), si sottopone il suo udito (a destra ed a sinistra separatamente), alla riproduzione di tutti i suoni forniti dall'audiometro, partendo dalla frequenza più bassa fino alla più alta.

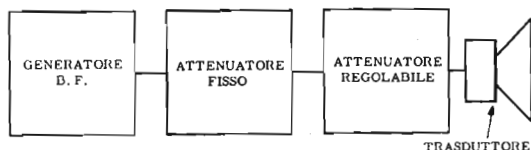



Fig. 1 - Schema a blocchi di un audiometro. Si notano l'oscillatore, e i due attenuatori, di cui uno per la messa a punto, conformemente alle caratteristiche del trasduttore in uscita, ed uno regolabile ad opera della persona che effettua l'esame audiometrico.

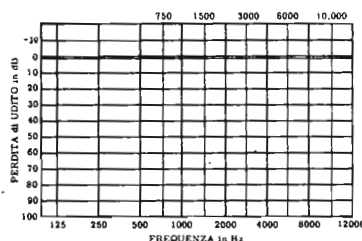



Fig. 2 - Esempio di modulo sul quale viene riportata la curva di sensibiltà acustica del paziente. Sui due assi, verticale ed orizzontale, sono indicate, rispettivamente, le ampiezze e le frequenze dei segnali.

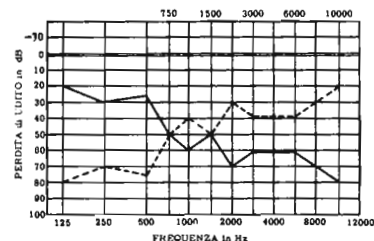



Fig. 3 - In teoria, una curva di sensibilità come quella (ad esempio) rappresentata in tratto continuo, dovrebbe essere compensata con una protesi avente la curva di responso opposta (ossia complementare) tratteggiata.

ed iniziando per ciascuno di essi dal livello minimo (— 10 dB), fino al punto in cui il paziente inizia ad udire il suono. In tal modo per ogni frequenza, è possibile conoscere il *livello di soglia*. I diversi livelli alle varie frequenze costituiscono una curva, che può essere tracciata su un apposito modulo, del tipo illustrato alla **figura 2**, mediante la quale si fa un paragone con la curva relativa ad un orecchio normale, corrispondente, in teoria, al livello di 0 dB per tutte le frequenze.

Tracciando una curva rossa per l'orecchio destro, ed una blu per l'orecchio sinistro, si può, per interpolazione, conoscere la perdita totale di udito risultante dalle due curve.

Esistono di tali apparecchi diverse versioni. Le più semplici constano di un unico controllo di frequenza, e di un solo attenuatore, facenti capo ad un unico trasduttore che viene applicato alternativamente su ogni orecchio del paziente. Altri tipi, invece, constano di un trasduttore biauricolare (cuffia a due padiglioni), ai quali il segnale può essere inviato contemporaneamente o separatamente, a seconda delle esigenze dello operatore, tramite un controllo detto di *bilanciamento*.

Nei tipi professionali, invece, si hanno addirittura due audiometri contenuti in un unico strumento, che consentono l'esame audiometrico contemporaneo dello orecchio sinistro e di quello destro, con la medesima frequenza, o con due frequenze diverse. Ciò comunque serve unicamente nel caso di particolari indagini, e non per la semplice valutazione dell'ipoacusia.

Un importante accessorio di cui molti audiometri sono dotati è il cosiddetto dispositivo di *mascheramento*, mediante il quale è possibile far udire al paziente un suono complesso (rumore « *random* » oppure rumore « *bianco* »), con l'orecchio opposto a quello col quale egli ode il segnale puro. Questa prova serve a valutare la possibilità di discriminazione dei suoni da parte del paziente stesso, nonchè per accertare l'eventuale simulazione di sordità nelle perizie mediche.

Per la messa a punto dell'audiometro, sia in fabbrica che in laboratorio, in occasione dei controlli periodici, si usa uno strumento particolare, detto *orecchio artificiale*. Esso è basato sul principio del fonometro, in quanto misura il livello sonoro emesso dai trasduttori, in una speciale cavità (contenente il microfono) che presenta le medesime caratteristiche del meato timpanico dell'orecchio umano. In tal modo è possibile creare artificialmente le condizioni che si verificano durante l'esame del paziente, e regolare il livello di uscita dei suoni al valore effettivamente necessario affinchè le indicazioni dell'audiometro corrispondano alla realtà.

Una volta nota la caratteristica dell'ipoacusia, è possibile, dall'andamento della curva rilevata, formulare una diagnosi sulle cause che hanno determinato la perdita di udito, e stabilire la curva di responso dell'amplificatore adatto alla compensazione. Teoricamente, tale curva dovrebbe avere un andamento opposto a quella rilevata con l'audiometro; ossia, una curva di sensibilità come quella riportata in tratto continuo sul diagramma di **figura 3** dovrebbe essere compensata con un amplificatore avente una curva di responso come quella tratteggiata riportata sul medesimo grafico; in seguito, regolando opportunamente il controllo di volume, l'utente può portare i suoni percepiti ad un livello conforme alle sue necessità. Ciò tuttavia non è possibile per diversi motivi di carattere tecnico e funzionale. In pratica, si cerca sempre di applicare un amplificatore che consenta una buona compensazione sulle gamme di frequenze della voce umana, e che elimini — per quanto possibile — i rumori in genere ed i suoni non indispensabili, i quali tendono sempre a diminuire la intelligibilità di quelli utili.

Le prime protesi acustiche erano costituite da amplificatori basati sul funzionamento del telefono. Esse erano infatti costituite da un microfono a carbone, da una pila, e da una cuffia che riproduceva i suoni con un'intensità maggiore. Non appena furono realizzate le valvole « subminiatura », aventi dimensioni inferiori a quelle di mezza sigaretta, fu possibile costruire amplificatori tascabili grandi come una saponetta, contenenti tre o anche quattro stadi amplificatori, i relativi circuiti, le batterie di alimentazione, ed un minuscolo potenziometro con interruttore, per la regolazione del volume. Ogni apparecchio, inoltre, era suscettibile di adattamento, grazie alla presenza di speciali filtri regolabili che consentivano di predisporre la curva di responso necessaria alla migliore compensazione.

Il trasduttore consisteva in un minuscolo bottone, contenente un'unità elettromagnetica a membrana, connessa all'apparecchio tramite una trecciola di filo flessibile (vedi **figura 4**).

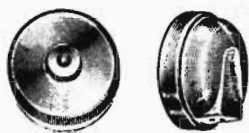



Fig. 4 - Aspetto di un trasduttore per apparecchio acustico, visto dai due lati. Si notino l'attacco per il cordoncino, sul retro, ed il foro di uscita dei suoni, sul davanti, al centro.

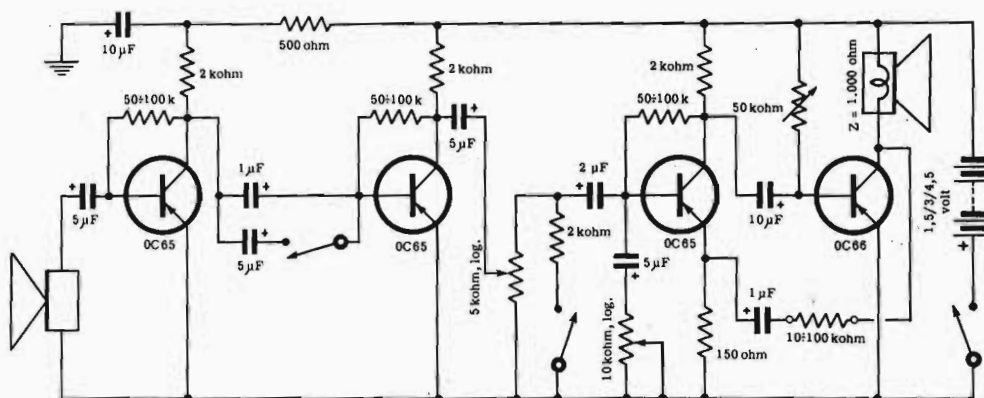



Fig. 5 - Circuito elettrico di una moderna protesi acustica, a transistori, costituita da quattro stadi. Si possono rilevare i due controlli a mano (tono e volume), ed i dispositivi di regolazione della curva di responso, per adattare l'amplificatore alle caratteristiche dell'udito dell'utente.

In seguito alla scoperta dei transistori, le dimensioni di tali amplificatori poterono essere ulteriormente ridotte, grazie al minimo ingombro dei transistori stessi, ed alla soppressione della batteria anodica, che, se era necessaria per le valvole, (oltre a quella di accensione) è completamente abolita nei circuiti a transistori. La nuova tecnica ha consentito di installare interi amplificatori a quattro e più stadi persino nelle stanghette di un paio di occhiali, o in minuscoli involucri da installare dietro al padiglione auricolare. E' stato possibile applicare la protesi acustica anche a coloro che, per ragioni di pudore (apparecchio molto evidente), erano restii a servirsi di questo importante rimedio contro la loro menomazione.

Le moderne protesi acustiche sono generalmente realizzate con circuiti stampati, il che consente di ottenere le minime dimensioni di ingombro, e la massima leggerezza. A ciò occorre aggiungere che, data la bassa tensione di alimentazione fornita dalle batterie incorporate, le correnti in gioco sono molto deboli, e, in genere, non superano il valore di 3 o 4 milliampère neppure nello stadio finale.

Le capacità di accoppiamento, che, dati i bassi valori di impedenza del circuito, sono sempre elevate, ossia dell'ordine di un microfarad ed oltre, sono adatte al funzionamento con una tensione tra gli elettrodi di poco superiore ai quattro volt, con un notevole margine di sicurezza. Da ciò appare evidente come sia possibile realizzare condensatori elettrolitici, aventi una capacità anche di dieci microforad, e con un ingombro pari a quattro millimetri di lunghezza, e due di diametro.

Le resistenze adottate sono generalmente del tipo chimico, ed anch'esse hanno dimensioni particolarmente ridotte. La lunghezza, infatti, non supera i quattro millimetri, ed il diametro varia da uno a due millimetri.

Grazie ai più recenti progressi conseguiti nel campo dei semiconduttori, anche i transistori adatti all'impiego nelle protesi acustiche sono di dimensioni e di peso estremamente ridotti. A parte infatti i terminali, che vengono tagliati alla lunghezza opportuna al momento del montaggio, le dimensioni massime di un moderno transistore di questo tipo sono paragonabili alla testa di zolfo di un fiammifero da cucina.

La **figura 5** illustra il circuito elettrico di una protesi acustica, adatta alla compensazione di gravi forme di sordità, con possibilità di adattamento a diverse curve di risposta.

Come si nota, il primo stadio, al quale fa capo un microfono magnetico del tipo a riluttanza variabile (si veda in proposito quanto detto a pagina 492), amplifica i segnali uniformemente, ossia senza alcuna discriminazione. Tra il primo ed il secondo stadio, invece, esiste un dispositivo che consente, mediante l'inserimento di un contatto a vite, di aumentare il valore della capacità di accoppiamento. Ciò permette di predisporre l'apparecchio per una maggiore o minore amplificazione delle note basse, a seconda che — rispettivamente, la seconda capacità sia inserita o meno.

All'uscita del secondo stadio è presente un potenziometro, che viene generalmente abbinato all'interruttore di accensione, per il controllo di volume. Agendo su tale controllo, l'utente ha la possibilità di variare a sua discrezione l'ammontare totale dell'amplificazione, adattandola così alle sue necessità, in relazione al livello dei suoni percepiti dal microfono.

In parallelo a detto potenziometro è presente una resistenza, inseribile o meno anch'essa mediante un contatto a vite, che, allorchè è inserita, attenua il responso totale sulle frequenze basse, a vantaggio di quello che l'amplificatore presenta nei confronti delle frequenze più acute.

Tra l'ultimo ed il penultimo stadio, inoltre, esiste un circuito di controreazione, costituito da una resistenza e da un condensatore in serie, tra il collettore dello stadio finale e l'emettitore dello stadio precedente. Questo accorgimento consente di variare sia la potenza che il responso dell'amplificatore. Per permettere vari tipi di adattamento, la resistenza viene inserita mediante due minuscoli spinotti, in una piccola presa bipolare. Ciò la rende facilmente intercambiabile, per consentire l'inserimento di diversi valori ohmici, al fine di ottenere il rapporto voluto di controreazione.

Sulla base del penultimo stadio, inoltre, è presente un controllo di tono convenzionale, del tipo potenziometrico, che consente all'utente di variare a suo piacere l'amplificazione sulle note acute.

Un ultimo particolare che riteniamo opportuno citare, infine, è il disaccoppiamento del circuito di alimentazione del primo stadio, applicato per evitare oscillazioni a causa della notevole amplificazione fornita.

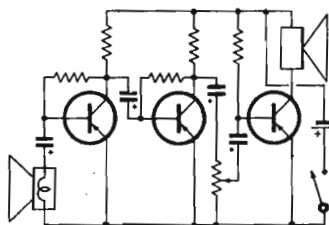



Fig. 6 - A - Circuito elettrico di un amplificatore acustico a tre stadi, realizzabile in dimensioni talmente ridotte da poter essere contenuto nelle stanghette di un paio di occhiali.

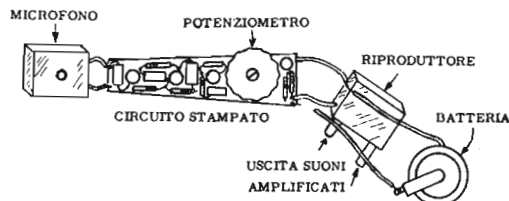



Fig. 6-B - Aspetto dell'amplificatore di figura 6-A, realizzato su una basetta a circuito stampato, (dal lato dei componenti).

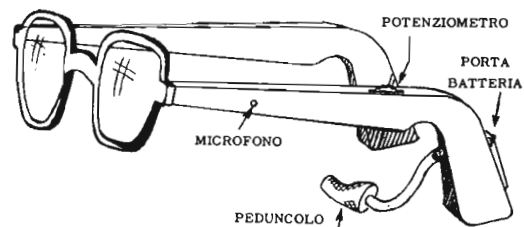



Fig. 6-C - Aspetto di una moderna protesi acustica, del tipo ad occhiale. Si notino il foro corrispondente all'ingresso dei suoni (microfono), nonchè la manopola del potenziometro, la sede della batteria, ed il tubetto di uscita. L'altra stanghetta può essere vuota, oppure contenere una seconda unità eguale per l'altro orecchio (tipo biauricolare).

Adottando transistori del tipo OC65 per i primi tre stadi, ed un OC66 per lo stadio finale, l'apparecchio può essere alimentato con una batteria da 1,5 volt, nel qual caso si può raggiungere un'autonomia di circa 60 ore di funzionamento ed un'amplificazione massima di circa 80 dB. Tuttavia, per compensare eventualmente perdite di udito superiori a tale valore, la tensione di alimentazione può essere portata a 3 volt (con una amplificazione di 90 dB circa) o anche a 4,5 volt (con un'amplificazione massima di 95 dB). Ovviamente, aumentando la tensione di alimentazione, aumenta la corrente assorbita dai vari stadi, e, di conseguenza, diminuisce l'autonomia consentita dalle batterie.

Questo tipo di amplificatore per deboli di udito può essere realizzato in un involucro avente le dimensioni di 4 x 6 x 2 centimetri, ed un peso di circa 65 grammi.

La messa a punto della curva di responso, al fine di ottenere l'adattamento migliore, deve essere effettuata disponendo dell'audiogramma dell'utente, e, come sappiamo, dovrà essere predisposta in modo tale da consentire la massima amplificazione su quelle frequenze alle quali l'utente presenta la perdita maggiore di sensibilità.

La **figura 6 - A** illustra il circuito tipico di un amplificatore a tre stadi, adatto all'installazione nella stanghetta di un occhiale. In **B** è visibile l'aspetto del circuito realizzato, completo di tutti gli accessori, ed in **C** è raffigurata la stanghetta contenente l'intero dispositivo. In essa si notano il foro di ingresso dei suoni, in corrispondenza del microfono, la manopolina per il controllo del volume, la sede della batteria, e l'uscita dei suoni amplificati. Questi ultimi, tramite un sottile tubetto di plastica trasparente, vengono convogliati nel meato timpanico. All'estremità del tubetto viene fissato un *peduncolo*, anch'esso di materia plastica, realizzato su misura, dopo aver rilevato l'impronta del meato stesso. Il compito del citato accessorio consiste nei determinare una chiusura il più possibile ermetica, onde evitare che i suoni amplificati, propagandosi nell'aria, raggiungano nuovamente il microfono (peraltro molto vicino), provocando il fenomeno fastidioso dell'effetto « Larsen » (« reazione acustica ») che costringerebbe ad una riduzione di amplificazione, a scapito del rendimento. Il diametro del tubetto che conduce le onde sonore amplificate è tale da non provocare un'attenuazione apprezzabile delle note gravi.

DIATERMIA e MARCONITERAPIA

Gli scienziati scoprirono, diversi anni orsono, gli effetti dell'Alta Frequenza sui tessuti animali: in primo luogo, come si è visto a proposito delle applicazioni industriali, anche i tessuti animali si scaldano se sono sottoposti ad un campo elettromagnetico; in secondo luogo, si è visto col tempo che, concentrando un'energia ad Alta Frequenza in un punto di minima superficie su un tessuto vivo, essa ha il potere di coagulare il sangue liquido, e di fare — per così dire — esplodere le cellule del tessuto, consentendo contemporaneamente una desensibilizzazione della zona in cui il fenomeno avviene. Da qui è derivato il principio del bisturi elettronico.

La diatermia fa ricorso ad un generatore di Alta Frequenza, della potenza massima di 300 o 500 watt, alla cui uscita sono connessi due elettrodi metallici, che possono essere di dimensioni eguali o diverse. Nel primo caso, essi compiono la medesima funzione, mentre, nel secondo caso, l'elettrodo maggiore assume il ruolo di *elettrodo indifferente*, e quello minore di *elettrodo attivo*. L'impiego è illustrato alla **figura 7**. In **A**, i due elettrodi hanno la medesima superficie, per cui, allorchè sono appoggiati su due parti diverse di un corpo umano (in contatto diretto), l'energia a radiofrequenza (avente una lunghezza d'onda compresa tra 20 e 60 metri), si propaga attraverso il corpo nel modo illustrato dalle linee tratteggiate. In **B** è rappresentato il caso dei due elettrodi di dimensioni diverse: si nota la diversa concentrazione dell'energia, che risulta più intensa in prossimità dell'elettrodo attivo. In **C**, infine è illustrata una diversa sistemazione dei due elettrodi.

Mediante tale applicazione, grazie all'influenza della radiofrequenza, è possibile provocare il riscaldamento dei tessuti interni, senza applicare esternamente una sorgente di calore: questo fenomeno è utile per effettuare applicazioni terapiche, come ad esempio nel caso di reumatismi, di artriti, di condizioni post - traumatiche o post - operatorie, ecc.

La *Marconiterapia* è basata sul medesimo principio, con le sole differenze che la lunghezza d'onda dell'energia applicata è notevolmente minore (da 4 a 6 metri), e che gli elettrodi non vengono applicati a contatto diretto col corpo, bensì attraverso schermi isolanti, in gomma o vetro, come illustrato alla **figura 8**. Il van-

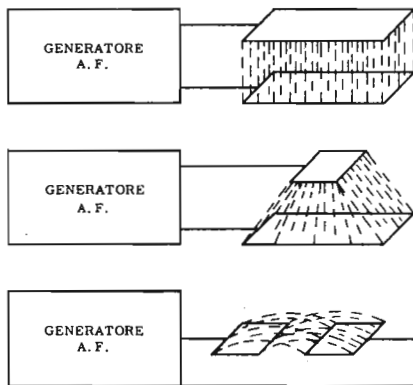



Fig. 7 - Distribuzione dell'energia ad Alta Frequenza tra i due elettrodi di una diatermia. In A, tra due elettrodi eguali, in B tra due elettrodi di diverse dimensioni, con maggiore concentrazione verso l'elettrodo attivo. In C, disposizione laterale, sul medesimo piano.

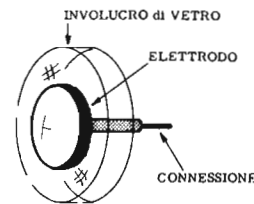



Fig. 8 - Aspetto di un elettrodo per marconiterapia, costituito da un disco metallico racchiuso in un involucro di vetro. Altri tipi sono invece rivestiti di gomma.

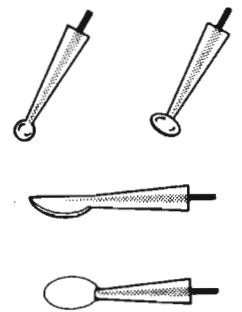



Fig. 9 - Tipi di elettrodi per elettrochirurgia. In alto, due punte per coagulazione; in basso, due elettrodi da taglio.

taggio della marconiterapia rispetto alla diatermia consiste in una maggiore efficacia, in un riscaldamento più rapido e dosabile più facilmente, ed in una maggiore penetrazione dell'effetto riscaldante.

Come si è accenato, il medesimo principio può essere sfruttato in chirurgia; infatti, convogliando l'energia a radiofrequenza su una punta arrotondata, o su un attrezzo a forma di lama (che non deve essere necessariamente affilato), è possibile rispettivamente coagulare il sangue che esce da una ferita, o tagliare un tessuto coagulando contemporaneamente le gocce di sangue che si presentano all'apertura dei vasi capillari. L'elettrodo attivo, sia esso per coagulazione o per taglio, viene applicato al posto dell'elettrodo attivo per terapia, mentre l'elettrodo « indifferente », costituito da una comune lastra metallica isolata o meno, a seconda della frequenza, viene applicata al corpo del paziente, generalmente in un punto opposto rispetto a quello sul quale viene usato l'elettrodo attivo. Ad esempio, nelle operazioni allo stomaco, il paziente è messo in posizione supina, e l'elettrodo indifferente viene posto sotto la schiena, in corrispondenza dei reni.

La **figura 9** illustra l'aspetto di alcuni elettrodi, da taglio o da coagulazione, che vengono installati in apposite impugnature, isolate e sterilizzabili. Internamente a queste ultime passa il cavo che consente l'allacciamento al generatore.

Tali generatori sono sempre muniti di un controllo di frequenza, per consentire la sintonia sulla frequenza di risonanza del circuito del paziente, la quale varia col variare della distanza tra i due elettrodi; sono muniti inoltre di un controllo di potenza, che consente di dosare la quantità di energia al giusto valore per ogni singola applicazione.

Incidentalmente, aggiungiamo che le prime apparecchiature di questo tipo furono realizzate anche prima della scoperta delle valvole. E' infatti noto che le correnti ad Alta Frequenza possono essere prodotte anche col famoso principio del rocchetto di *Ruhmkorff*, per la produzione di onde smorzate. Questo sistema, inoltre, non è ancora stato completamente scartato; esistono infatti modernissime versioni di tale applicazione, che abbinano la diatermia al bisturi ad Alta Frequenza, nelle quali si hanno due generatori, di cui uno a valvola ed uno a *rocchetto*. Per determinate e speciali tecniche di impiego, si usano alternativamente le due sorgenti di energia, oppure una forma speciale di segnale che risulta dalla combinazione delle due oscillazioni, in percentuali che possono essere stabilite mediante gli opportuni controlli disponibili sul pannello di comando. Ad esempio, esistono tipi di bisturi elettronici in cui si usa l'oscillatore a valvola per effettuare il vero e proprio taglio chirurgico, mentre si adotta invece l'energia prodotta dal rocchetto di Ruhmkorff mescolata a volte con una parte del segnale prodotto dall'oscillatore a valvola, per l'elettrocoagulazione.

Un particolare della massima importanza è che le applicazioni di diatermia e di marconiterapia devono essere effettuate da personale qualificato, poichè se la Alta Frequenza può, in giusta misura, avere effetti benefici, può anche, se male dosata, provocare gravi ustioni interne.

RADIOSCOPIA e RADIOGRAFIA

Una conseguenza diretta della scoperta dell'emissione elettronica nel vuoto è stata la scoperta dei raggi « X ». Si è notato infatti che, se si provoca l'urto violento di un raggio di elettroni emessi da un catodo, contro un anodo avente rispetto al raggio una certa inclinazione, si ha da parte di questo la riflessione di una speciale energia, avente una sua frequenza determinata, e che si propaga direzionalmente sotto forma di raggi denominati appunto raggi X o raggi « Roentgen » (dal nome dello scopritore). Il fenomeno è illustrato alla **figura 10**.

I raggi che hanno oltrepassato — ad esempio — il corpo di un paziente, possono essere sfruttati in due modi, a seconda della loro intensità: possono essere usati per illuminare uno speciale schermo fluorescente (in ambiente oscurato), oppure possono impressionare una lastra fotografica racchiusa in un involucro opaco alla luce, ma non ai raggi stessi.

Poichè i raggi che oltrepassano un corpo umano (o un arto) non hanno un'intensità uniforme, bensì una intensità variabile a seconda della natura dei tessuti attraversati, lo schermo fluorescente di un apparecchio per radioscopia, o la lastra fotografica di un apparecchio per radiografia (in seguito allo sviluppo), dànno un'immagine abbastanza fedele della struttura interna del corpo in esame, consentendo così la diagnosi di frat-

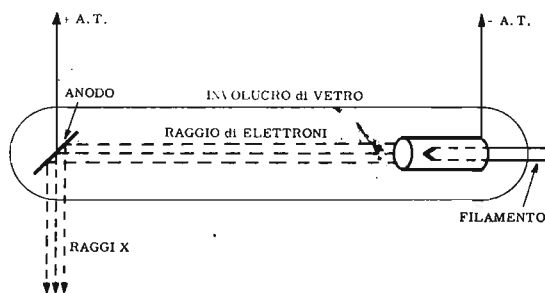



Fig. 10 - Principio del tubo a raggi « X », per la produzione delle radiazioni per scopia e grafia. I raggi si producono a causa dell'urto tra gli elettroni e l'anodo.

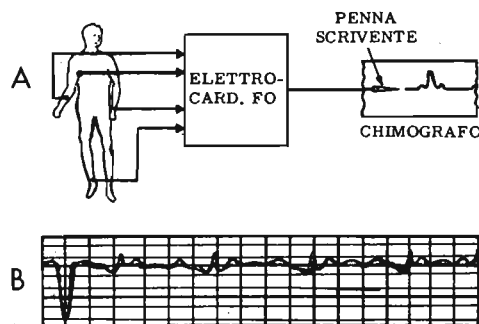



Fig. 11 - In A, punti di applicazione degli elettrodi di un elettrocardiografo. In B, aspetto di un tracciato elettrocardiografico, riproducente le pulsazioni.

ture ossee, la constatazione della presenza di calcificazioni, di masse o di corpi estranei tra gli organi interni, lo studio della conformazione, ecc.

Oltre a ciò, se, prima dell'esame radioscopico, si fa ingerire al paziente un composto a base di bario in quantità sufficiente, grazie alla sua opacità ai raggi X è possibile osservare direttamente sullo schermo fluorescente, o sulla lastra radiografica, tutte le fasi del processo di digestione, la forma ed il percorso che il materiale ingerito assume, e valutare con esattezza il tempo che esso impiega a spostarsi da un punto all'altro dell'apparato digerente. In tal modo è possibile diagnosticare diversi tipi di malattie, e facilitare la scelta del rimedio più opportuno, oppure decidere, se necessario, un intervento chirurgico.

Quanto detto fino ad ora in merito ai raggi X è riferito esclusivamente al punto di vista diagnostico: da quello terapico, invece, si è constatato che i raggi X o raggi Roetngen hanno la prerogativa di curare, se opportunamente dosati, le alterazioni biologiche dei tessuti, come ad esempio i tumori, le infezioni locali, ecc. Essi, inoltre, contribuiscono a facilitare il ricambio delle cellule, il riassorbimento delle masse di detriti provocate dai difetti di circolazione sanguigna o linfatica, ecc.

E' dunque evidente l'immensa utilità dei raggi X nella medicina. Esistono diversi tipi di impianti, per la sola scopia o per scopia e grafia, con diverse potenze. Sono state costruite apparecchiature radiografiche adatte per il solo dentista (di minima potenza, dati i minimi spessori da attraversare), ed impianti atti a fotografare l'interno di un corpo umano o animale di notevoli dimensioni. Aggiungiamo che le apparecchiature radiografiche più moderne sono munite di vari congegni elettronici che ne semplificano e ne accelerano l'impiego. Ad esempio, per gli esami radiografici di massa (nelle fabbriche, nei distretti militari, ecc), esistono tipi di apparecchi funzionanti a pellicola avvolta su di un rullo, con avanzamento automatico e con determinazione automatica (a cellula fotoelettrica) del tempo di esposizione, a seconda della costituzione fisica della persona cui viene fatta la radiografia del torace. Altre apparecchiature ancora, impiegate nelle moderne cliniche, possono effettuare rilievi radiografici facendo muovere il tubo emittente lungo un arco di circonferenza durante l'esposizione. In tal caso si ottiene sulla lastra la cosiddetta « *stratigrafia* », che rappresenta la proiezione della struttura ossea del paziente vista da diversi punti.

Un ritrovato relativamente recente, è infine l'amplificatore elettronico di immagini, mediante il quale è possibile la radioscopia in piena luce, grazie alla maggiore intensità luminosa dello schermo fluorescente, e l'osservazione con maggiore dettaglio dell'immagine ingrandita da quattro a sei volte.

L'ELETTROCARDIOGRAFO e L'ENCEFALOGRAFO

Questi due strumenti, anch'essi utilissimi dal solo punto di vista diagnostico, sono basati su principi analoghi. I fessuti muscolari vivi, allorchè subiscono contrazioni o trazioni per effetto di movimenti volontari o involontari, emettono delle piccole scariche elettriche dell'ordine del millivolt. Tali scariche, ovviamente, sono prodotte anche dal cuore (il quale è notoriamente un muscolo), e si propagano attraverso l'intero corpo umano, grazie alla conduttività dei tessuti nei confronti della corrente elettrica.

Se si applicano due elettrodi in due punti diversi del corpo, è possibile prelevare tali impulsi, amplificarli e trasformarli in movimenti meccanici di una penna scrivente su una striscia di carta che si muova a velocità costante (chimografo). In tal modo è possibile *scrivere* l'andamento delle pulsazioni del cuore. Se poi la carta è contrassegnata con linee trasversali che rappresentano determinati intervalli di tempo rispetto alla velocità di scorrimento, il tracciato che si ricava può essere valutato anche in rapporto al tempo, misurando cioè la frequenza delle oscillazioni, e la durata di ciascuna di esse.

Il principio è illustrato alla **figura 11 - A** nella quale si notano i punti in cui vengono applicati gli elettrodi al corpo del paziente. La figura 11 - **B** illustra invece un tracciato tipico, rilevato con l'elettrocardiografo. Lo andamento del tracciato, confrontato con quello di un cuore perfettamente sano, può aiutare il medico a comprendere l'origine della eventuale disfunzione.

Anche nel caso dell'encefalografo (usato per la diagnosi delle malattie nervose e mentali), si tratta di prelevare le tensioni prodotte dal cervello umano (e da qualsiasi altro cervello animale), allorchè è in attività. La **figura 12** illustra il principio, che, come si nota, è del tutto analogo al precedente. La differenza consiste

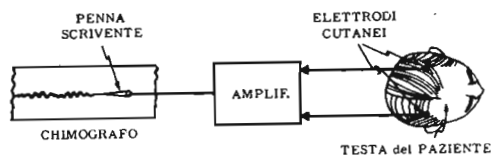



Fig. 12 - Rappresentazione del funzionamento di un encefalografo. Gli elettrodi prelevano le oscillazioni prodotte dal cervello, le quali, amplificate, fanno oscillare la penna scrivente del chimografo a nastro di carta.

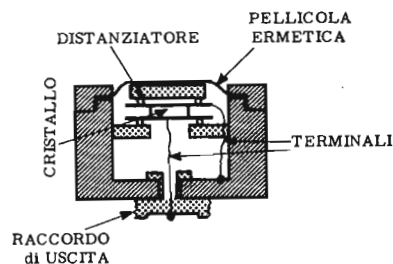



Fig. 13 - Aspetto di un microfono a contatto (ossia senza membrana), impiegato come elemento sensibile nel fonendoscopio, per l'auscultazione del cuore.

in un diverso aspetto del tracciato, dovuto alla diversa natura delle tensioni prelevate dal paziente, e nella diversa velocità di scorrimento del nastro. Nel caso dell'elettroencefalografo, inoltre, si hanno di solito più canali, funzionanti contemporaneamente, e corrispondenti a diverse coppie di elettrodi connessi in vari punti della testa del paziente in esame. L'interpretazione dell'andamento del tracciato multiplo (a diverse tracce) che si ottiene, permette di valutare il funzionamento dei vari centri nervosi presenti nella massa cerebrale.

Il FONENDOSCOPIO

Un altro strumento che l'elettronica ha messo a disposizione del medico per l'attività diagnostica è il fonendoscopio elettronico. Esso consiste in un amplificatore di Bassa Frequenza, avente una curva di risposta variabile, al cui ingresso è collegato un microfono del tipo a contatto. Quest'ultimo ha caratteristiche tali da percepire e tradurre in impulsi elettrici le vibrazioni meccaniche trasmesse al suo organo sensibile (generalmente un cristallo piezoeletrico) direttamente mediante contatto con l'oggetto in esame, e di essere pressochè insensibile alle onde sonore che si propagano attraverso l'aria, grazie alla completa assenza di una membrana. L'aspetto schematico di tale microfono è illustrato alla **figura 13**.

La curva di responso dell'amplificatore può essere variata a piacere, al fine di eliminare tutte le frequenze acute, per consentire l'ascolto diretto dei soli toni cardiaci (di frequenza molto bassa) meglio che non con un comune stetoscopio a mica o in legno, o di eliminare le frequenze più basse, per udire distintamente i rumori polmonari dovuti ai movimenti della respirazione, che sono di frequenza più elevata.

In tal modo, la possibilità di amplificare e di selezionare i diversi segnali, consente al medico di percepire quei suoni (che gli consentono di emettere la diagnosi in base alla sua esperienza) con maggiore nitidezza e con maggiore ricchezza di particolari.

Una interessante applicazione del fonendoscopio è quella nelle aule degli ospedali dedicate alle attività didattiche per i futuri medici: infatti, grazie alla possibilità di amplificare ulteriormente i segnali acustici, e di riprodurli mediante speciali altoparlanti, è possibile far udire a più allievi contemporaneamente i suoni auscultati, mentre — nello stesso tempo — l'insegnante espone i commenti che costituiscono l'oggetto della lezione impartita.

Gli ULTRASUONI

Un'ultima applicazione dell'elettronica che riteniamo opportuno citare è quella degli ultrasuoni, ai quali si è fatto ricorso in un'epoca relativamente recente.

Il cosiddetto *massaggio terapico* consiste semplicemente nel sottoporre gli organi in condizioni patologiche a vibrazioni o movimenti particolari, che possono essere dovuti semplicemente alle mani di una persona qualificata (massaggiatore), o alle vibrazioni meccaniche di un apparecchio meccanico o elettromeccanico. In linea di massima, il massaggio ha l'effetto di accentuare e di facilitare quei fenomeni biochimici che sono alla base della vita, agli effetti della funzionalità degli organi, e della loro dinamica.

Gli scienziati che hanno svolto ricerche in questi campi, hanno constatato che l'efficacia del massaggio varia col variare della frequenza del massaggio stesso. In altre parole, un organo leso in seguito ad un trauma qualsiasi, può essere curato in un determinato numero di giorni grazie all'applicazione di massaggi locali da parte di un infermiere; la guarigione può però essere accelerata effettuando il massaggio con un vibratore elettromagnetico usato opportunamente, la cui frequenza di vibrazione (pari a quella della corrente alternata di rete, o anche ad un valore doppio), è certamente maggiore di quella praticabile dalle mani di un infermiere. A ciò si aggiunge il fatto che, nel secondo caso, l'ampiezza delle vibrazioni stesse risulta assolutamente costante.

Poichè per la stessa dinamica dei corpi solidi, non è possibile ottenere frequenze superiori a un determinato limite, si è cercata una fonte di energia che consentisse l'applicazione di vibrazioni a frequenza maggiore, e si pervenne agli ultrasuoni.

Un apparecchio ad ultrasuoni non è altro che un generatore di oscillazioni, con frequenze di poco superiori (rispetto all'intero spettro delle frequenze), alla massima percepibile dall'orecchio umano, e classificate quindi (come abbiamo visto a suo tempo) tra gli ultrasuoni. Ad esempio, una frequenza di 25.000 Hz. è già nella gamma degli ultrasuoni.

Le oscillazione così prodotte, regolabili sia in fre-

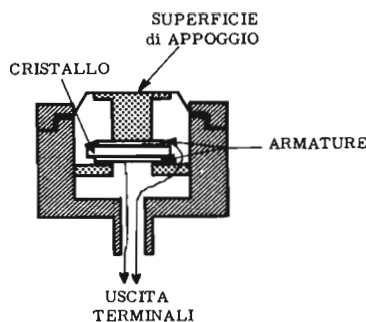



Fig. 14 - Aspetto di un trasduttore (testina) a cristallo, per ultrasuoni. Le vibrazioni del cristallo vengono trasmesse mecanicamente alla superficie di appoggio, dove viene applicato il « carico » che le utilizza.

quenza che in ampiezza, vengono inviate ad una testina, contenente un cristallo di quarzo. Ai lati di questo ultimo sono applicati due elettrodi, facenti capo uno all'uscita del generatore (vedi **figura 14**) ed uno a massa; per il noto effetto reversibile della piezoelettricità, il cristallo è costretto a vibrare sulla frequenza dei segnali di eccitazione. Le vibrazioni del cristallo sono trasmesse meccanicamente ad una superficie, che viene messa a contatto del corpo umano nei punti in cui si desidera effettuare l'applicazione terapica.

Le vibrazioni così applicate provocano diversi effetti: innanzitutto esse si propagano in direzione rettilinea (data la loro frequenza elevata), e possono giungere ad una certa profondità all'interno del corpo del paziente. In tal modo è possibile effettuare il massaggio anche in quei punti anatomici in cui non è possibile arrivare direttamente dall'esterno. In secondo luogo, anch'esse favoriscono certe reazioni biochimiche, utili per lo svolgimento delle diverse funzioni del corpo umano; in terzo luogo, provocano, per attrito tra gli strati cellulari dei tessuti, forme di riscaldamento particolarmente localizzate, che semplificano notevolmente la terapia di certe forme reumatiche.

Aggiungiamo a tutto ciò che le applicazioni degli ultrasuoni sono state estese da tempo anche al campo della chimica, per la preparazione di determinate sostanze. Ad esempio, per la produzione di certi medicinali, è spesso necessario creare delle *emulsioni*, mescolando tra loro sostanze liquide, (ad esempio acqua distillata ed olii speciali), che possono combinarsi tra loro solo temporaneamente, se mescolate con mezzi normali. Si è invece constatato che, effettuando la mescolazione con l'aiuto degli ultrasuoni, le molecole dei due liquidi si compongono tra loro in modo da creare un composto che, pur essendo — ripetiamo — un'emulsione, presenta caratteristiche di stabilità paragonabili a quelle di una soluzione.

Esistono numerose altre applicazioni elettroniche nel campo medicale, ad esempio, quelle delle correnti galvaniche e faradiche, atte alla terapia di disfunzioni nervose, apparecchiature per il rilevamento delle temperature locali, della conduttività epiteliale, ecc. Tuttavia, quanto detto fin qui, può dimostrare quanto l'elettronica abbia fatto fino ad ora, oltre che per la comodità ed il miglioramento delle condizioni di vita, per la sicurezza e per la conservazione della specie.

RISPOSTE alle DOMANDE di p. 1217

N. 1 — Un dispositivo quasi sempre elettromeccanico, che trasforma direttamente o indirettamente variazioni di corrente in movimenti meccanici.

N. 2 — Un relais normale può essere eccitato sia in corrente continua che in corrente alternata, mentre un relais polarizzato funziona solo con corrente continua.

N. 3 — In tre modi: per chiudere o aprire un circuito elettrico, per provocare direttamente un'azione meccanica, o per azionare un secondo relais.

N. 4 — Dalla superficie e dalla pressione dei contatti, nonchè dalle caratteristiche di isolamento.

N. 5 — In due modi: ad impulsi, o mediante toni a Bassa Frequenza.

N. 6 — Usufruendo di un relais ad elemento rotante, che provochi diverse azioni mediante un eccentrico.

N. 7 — Poichè, in tal caso, occorrerebbero, sul modellino radiocomandato, tanti ricevitori quante sono le frequenze usate.

N. 8 — La modulazione della portante, mediante impulsi o mediante toni a B. F., per impartire ordini, secondo un codice prestabilito.

N. 9 — Per evitare che una sola frequenza faccia funzionare contemporaneamente con l'oscillazione armonica, un altro comando sul modellino.

N. 10 — Per ottenere la massima portata, utilizzando tutta l'energia a radiofrequenza prodotta dal trasmettitore.

N. 11 — Perchè, in tal caso, lo stadio rivelatore in superreazione tende ad inviare energia ad Alta Frequenza all'antenna, invece di riceverne.

N. 12 — L'interpretazione dei segnali modulanti che variano le caratteristiche della portante, convertendoli in fenomeni elettromeccanici che obbediscono agli ordini trasmessi.

N. 13 — La corrente alternata (alla frequenza del segnale di codificazione) fa vibrare per risonanza una lamina tarata su quella frequenza. Essa, a sua volta, chiude ritmicamente un contatto elettrico che aziona un relais secondario, tramite un circuito integratore.

N. 14 — A trasformare la corrente intermittente data dalle vibrazioni di una lamina del relais a lamine vibranti, in una corrente continua. Ciò avviene grazie alla corrente di carica di una capacità disposta in parallelo ai contatti che si chiudono ritmicamente.

N. 15 — Il peso e lo spazio: infatti, ad ogni lamina vibrante, deve corrispondere un relais secondario, ed un circuito integratore.

N. 16 — Dalla potenza del trasmettitore, dalla sensibilità del ricevitore, e dalle caratteristiche del luogo in cui il sistema viene fatto funzionare.

N. 17 — La percentuale minima deve essere dell'80%. Una percentuale inferiore darebbe vibrazioni insufficienti della lamina.

N. 18 — Predisponendo un secondo relais di maggiore potenza, azionato dal primo, ed alimentato da una batteria invece che dal segnale direttamente.

ERRATA	CORRIGE
pag. 5 - IIª colonna, riga 21: $\left(\frac{300.000.000}{\lambda}\right)$	$\left(\frac{\lambda}{300.000.000}\right)$
pag. 7 - IIª colonna, riga 1: 3×10^3 Hz (30 kHz)	30×10^3 Hz (30 kHz)
pag. 7 - IIª colonna, riga 4: da 3×10^3 a 3×10^{12} Hz	da 30×10^3 a 3×10^{12} Hz
pag. 13 - IIª colonna, riga 19: corrente elettrica	tensione
pag. 22 - Tabella 10 63.00 - 60.60 ecc.	63,00 - 60,60 ecc.
pag. 25 - IIª colonna, riga 16: « ambra »	« electron », che significa ambra gialla
pag. 26 - Iª colonna, righe 14 e 13 dal basso: create e distrutte	formate e scisse
pag. 29 - in alto: didascalia di fig. 6 e 7	le didascalie delle fig. 6 e 7 vanno invertite tra loro
pag. 36 - IIª colonna, riga 9 dal basso: il punto la seconda, ed il colore del terminale indica	il colore del terminale la seconda, ed il colore del punto indica
pag. 40 - in alto: didascalie di fig. 18 - 19	le didascalie delle fig. 18 e 19 vanno invertite tra loro
pag. 44 - Tabella 14, Iª colonna: valore di R	valore di R in ohm
pag. 49 - IIª colonna, riga 9 dal basso: su un'indennità	su un'identità
pag. 64 - Figura 21: indicazioni B e C	le indicazioni B e C vanno invertite tra loro
pag. 77 - IIª colonna, riga 3: $W = E^2 : Rt$	$W = (E^2 : R)t$
pag. 77 - IIª colonna, riga 10: Ixt = Q in cui Q	Ixt = Q (in cui Q
pag. 78 - Iª colonna, riga 10 dal basso: 338,4 × 40 = 13.216 lire	338,4 × 40 = 13.536 lire
pag. 79 - IIª colonna, riga 19: necessità	necessita
pag. 82 - Didascalia Fig. 1: La corrente scorre esternamente dal + al —.	La corrente scorre esternamente dal — al +, considerando il senso di movimento degli elettroni.
pag. 89 - Iª colonna, riga 6: Horse Power, = Cavallo vapore	Horse Power, = Cavallo potenza
pag. 89 - Iª colonna, riga 8 dal basso: $E^2 : Rt$	$(E^2 : R) \times t$
pag. 89 - Iª colonna, riga 7 dal basso: $I^2 \times Rt$	$I^2 \times R \times t$

pag. 90 - Tabella 21, I^a^ colonna:
Rame 0,175

Rame. 0,0175

pag. 90 - Tabella 21, IV^a^ colonna in alto:
aumento res. C° per

aumento res, per C°

pag. 92 - Tabella 23, I^a^ colonna:
Valore di R

Valore di R in ohm

pag. 93 - Tabella 24, VI^a^ colonna, in basso:
Contatore

Potenza e durata

pag. 93 - Tabella 24, VII^a^ colonna, in basso:
Watt/sec Wattore Kilowattore

Contatore

pag. 93 - Tabella 24, VIII^a^ colonna, in basso:
Potenza
e Tempo
Wh

J = Watt/sec
Wh = Wattora
kwh = kilowattora

pag. 112 - II^a^ colonna, riga 11:
una f.e.m. e, agli elettrodi

una f.m.e. e, se agli elettrodi

pag. 114 - Risposta N. 7:
Risposte d) ed e)

le risposte d) ed e) sono invertite

pag. 117 - I^a^ colonna, riga 6:
« quanta »

« quanti »

pag. 135 - Figura 11-C e didascalia:
...poggiano su piccoli rubini...

sia in figura che in didascalia il termine « rubino » va sostituito col termine « zaffiro »

pag. 137 - I^a^ colonna:
FORMULE
In un circuito in parallelo

Alle formule si deve aggiungere: $G_T = G_1 + G_2 + G_3 ...$

pag. 137 - I^a^ colonna:
FORMULE
In un circuito in serie

Alle formule si deve aggiungere: $P_T = P_1 + P_2 + P_3 ...$

pag. 137 - I^a^ colonna:
FORMULE
in un circuito in serie:
$G_T = G_1 + G_2 + G_3 + ...$

$$G_T = \frac{1}{\frac{1}{G_1} + \frac{1}{G_2} + \frac{1}{G_3} ...}$$

pag. 150 - II^a^ colonna, riga 7:

$$R_1 = \frac{30}{0,015} = 200 \text{ ohm} = R_3$$

$$R_1 = \frac{30}{0,15} = 200 \text{ ohm} = R_3$$

pag. 151 - II^a^ colonna, riga 14:
$(I - I_3) + (I_2 + I_3) = I_1 + I_2$

$(I_1 - I_3) + (I_2 + I_3) = I_1 + I_2$

pag. 156 - II^a^ colonna, riga 9 dal basso:

$$R_1 = \frac{Rm\ I_2}{I_1}$$

$$R_1 = \frac{R_2 \times I_2}{I_1}$$

pag. 161 - Domanda N. 4, riga 4:
da destra a sinistra

da sinistra a destra

pag. 171 - I^a^ colonna, righe 5, 6:
un numero minore di linee magnetiche

un numero maggiore di linee magnetiche

pag. 172 - Figura 7:
× MOTO contro il PIANO CARTA
+ MOTO verso l'OSSERVATORE

× MOTO verso l'OSSERVATORE
+ MOTO contro il PIANO CARTA

pag. 172 - Fig. 7, didascalia:

il senso della corrente è verso il piano della pagina dalla posizione (1) alla (5), e verso l'osservatore dalla (5) alla (1).

il senso della corrente è verso l'osservatore dalla posizione (1) alla (5), e verso il piano della pagina dalla (5) alla (1).

pag. 174 - II^a^ colonna, I^a^ formula dal basso:

$$= \frac{E_{max}}{\frac{\pi}{2}} = 0,367 \times I_{max}$$

$$= \frac{I_{max}}{\frac{\pi}{2}} = 0,637 \times I_{max}$$

pag. 174 - II^a^ colonna, riga 5 dal basso:

una resistenza R equivalente

una resistenza R è equivalente

pag. 178 - I^a^ colonna, riga 18:

è di 1000 milliampère

è di 100 milliampère

pag. 241 - I^a^ colonna, riga 8:

attorno ad esso

attorno ad essa

pag. 261 - Tabella 47, - Significato dei Prefissi, righe 16 e 17:

nella prima colonna a destra, ed in corrispondenza di tale prefisso individuiamo

nella colonna grande a sinistra, ed in corrispondenza di tale prefisso, scorrendo orizzontalmente, individuiamo

pag. 266 - II^a^ colonna, riga 5:

I = 300 : 10 = 10 ampère

I = 300 : 10 = 30 ampère

pag. 282 - Risposta N. 12:

La capacità ammonta a 0,002 F, ossia a 2.000 μF.

La capacità ammonta a 0,02 F, ossia a 20.000 μF.

pag. 282 - Risposta N. 14:

Corrisponde a 2.000 pF.

Corrisponde a 20.000 pF.

pag. 299 - I^a^ colonna, riga 33:

2,5 ampère per cm^2

2,5 ampère per mm^2

pag. 308 - Tabella 53, riga « 70 × 100 », colonna « E »:

44

54

pag. 314 - II^a^ colonna, riga 20:

C = capacità in microfarad.

C = capacità in picofarad.

pag. 365 - II^a^ colonna, riga 18:

g ——— 0,00275 mho, ossia 2.750 mho, pari a 2,75 m

riga da eliminarsi senza sostituzione

pag. 369 - II^a^ colonna, riga 13 e segg:

I provavalvole generalmente controllano la valvola nel suo valore di conduttanza mutua, accertano la presenza di eventuali cortocircuiti, la presenza di gas, e provano, a volte l'emissione elettronica.

I provavalvole generalmente controllano l'emissione elettronica, accertano la presenza di eventuali cortocircuiti, la presenza di gas, e provano, a volte, il valore della conduttanza mutua.

pag. 378 - Tabella 63, colonna II^a^, ultimo valore:

0

1

pag. 378 - Tabella 63, colonna III^a^, dall'alto in basso:

10^7, 10^6, 10^5, 10^4, 10^3, 10^2, 10^1

10^1, 10^2, 10^3, 10^4, 10^5, 10^6, 10^7

pag. 379 - I^a^ colonna, riga 24 dal basso:

log 1 = 0 in quanto 0 = 10^0

log 1 = 0 in quanto 1 = 10^0

pag. 379 - I^a^ colonna, righe 5 e 6 dal basso:

di un numero non decimale, ossia una potenza esatta di 10, maggiore di 1.

di un numero maggiore di 1.

pag. 379 - IIª colonna, riga 20 dal basso:
Una importante particolarità della « caratteristica » dei logaritmi

Una importante particolarità dei logaritmi

pag. 380 - Iª colonna, riga 8:
che costituisce la differenza tra i due numeri

che costituisce la differenza tra i tre numeri

pag. 381 - IIª colonna, riga 24 dal basso:
(cominciando da destra)

(cominciando da sinistra)

pag. 381 - IIª colonna, penultima riga:
l'antilogaritmo è 3,57978

l'antilogaritmo è 3,57978

pag. 382 - Iª colonna, riga 1 :
pari a 3

pari a $\bar{3}$

pag. 401 - Iª colonna, riga 28:
interamente al catodo

internamente al catodo

pag. 458 - IIª colonna, riga 6:

$$Z_1 = \frac{(N_1)^2}{N_2} Z_2 = n^2 Z_2$$

$$Z_1 = \frac{(N_1)^2}{(N_2)^2} Z_2 = n^2 Z_2$$

pag. 474 - IIª colonna, riga 6 dal basso:
dello stadio finale.

dello stadio finale, calcolata a 420 Hz.

pag. 481 - IIª colonna, riga 21:
un ciclo o periodo dell'onda portante.

un ciclo dell'onda portante.

pag. 499 - ultima riga in basso a destra:
2 volt eff.

3 volt eff.

pag. 505 - IIª colonna, riga 6 dal basso:
indicata come G_a.

indicata come G_3.

pag. 510 - IIª colonna, righe 18 e 17 dal basso:
e meno delito

e meno delicato

pag. 512 - Iª colonna, riga 6:
si aumenta entro un certo limite

si aumenta oltre un certo limite

pag. 512 - Iª colonna, ultima riga:
scendono a pochi millimetri:

scendono a pochi centimetri:

pag. 515 - IIª colonna, riga 24:
tanto un diodo come un pentodo:

tanto un triodo come un pentodo:

pag. 518, in alto:

le fig. 13 - A e 13 - B con relative didascalie invertite.

pag. 523 - Figura 1.
elenco dei materiali

Aggiungere
V1 = 6BA6
V2 = 6AQ5

pag. 523 - Figura 1.
elenco dei materiali - 1 raddrizzatore a ossido 2 semionde GBC E/43

2 raddrizzatori a ossido da 1 semionda GBC E/92 con in serie una resistenza da 50 ohm

pag. 545 - IIª colonna, riga 16:
alternata

continua

pag 550 - IIª colonna, righe 16 e 17:
rappresentano i limiti della gamma

sono pressochè ai limiti della gamma

pag. 568 - Iª colonna, riga 6 dal basso:
anche per loro che

anche per coloro che

pag. 577 - IIª colonna, riga 9: senza che ciò sia imputabile	se ciò non è imputabile
pag. 578 - Iª colonna, riga 17: prodotto dei quadrati delle due frequenze).	prodotto delle due frequenze).
pag. 580 - in alto: didascalie Fig. 3, Fig. 4-A e Fig. 4-B	diventano nell'ordine: Fig. 4, Fig. 3-A e Fig. 3-B
pag. 581 - IIª colonna, riga 10: L in µH	L in H
pag. 583 - IIª colonna, riga 3: l'indice del ricevitore sui 1.500	l'indice del ricevitore sui 1150
pag. 588 - Iª colonna, riga 4 dal basso: assume la minima larghezza	assume la massima larghezza
pag. 595 - Iª colonna, riga 7 dal basso: (COM nella illustrazione di figura 3)	(COM nella illustrazione di figura 2)
pag. 601 - Iª colonna, riga 6: anche la frequenza aumenta	anche l'escursione in frequenza aumenta
pag. 601 - Iª colonna, riga 17: quando invece l'ampiezza del segnale	quando invece il valore istantaneo del segnale
pag. 602 - IIª colonna, riga 1: ricevitori M.F. sono costruiti	ricevitori F.M. sono costruiti
pag. 603 - IIª colonna, riga 18 dal basso: In corrispondenza dei picchi positivi...	Se indichiamo con f_C la frequenza centrale e con f_D la deviazione massima in frequenza, in corrispondenza dei picchi positivi...
pag. 603 - IIª colonna, riga 16 dal basso: ossia la massima deviazione di frequenza	ossia si ha il massimo aumento di frequenza
pag. 603 - IIª colonna riga 14 dal basso: è pari a f_C meno f_D.	è pari a f_C meno f_D, ossia si ha la massima diminuzione.
pag. 604 - IIª colonna, righe 25 - 26: La variazione di frequenza tra picco e picco è di 25, ossia 50 kHz.	Supponiamo che la variazione di frequenza tra picco e picco sia di 2 x 25 ossia 50 kHz.
pag. 605 - Iª colonna, riga 15: e la frequenza, è facile	e la frequenza di modulazione, è facile
pag. 605 - Iª colonna, riga 17: per la frequenza.	per la frequenza di modulazione.
pag. 609 - Iª colonna, riga 7: la parte del circuito	da parte del circuito
pag. 621 - Iª colonna, penultima riga:	Valvola EF85: RESIST. SCHERMO: 62 kohm
pag. 714 - titolo Iª riga TRANSISTORI « n-p-n »	TRANSISTORI « p-n-p »
pag. 763 - Iª colonna, riga 5: 85) che quelli a caratteristica europea (tabella 86)	86) che quelli a caratteristica europea (tabella 85)
pag. 763 - Iª colonna, riga 11 dal basso: Diametro dello schermo in mm	Diametro dello schermo in cm
pag. 763 - IIª colonna, riga 3 dal basso: della tabella 85	della tabella 84
pag. 763 - IIª colonna, riga 2: bella 85, la misura	bella 84, la misura

pag. 763 - IIª colonna, riga 9:
Nella tabella 86

Nella tabella 85

pag. 877 - didascalia di fig. 8:
Elenco valori

Aggiungere i seguenti dati di Tl:
A.T. = 2 × 350 volt, 300 milliampère
Second. = 6,3 volt, 2 ampère
» = 6,3 volt, 2 ampère
» = 5,0 volt, 2 ampère

pag. 895 - figg. 11-A e 11-B:
ferme restando le didascalie

invertire le due figure

pag. 958 - IIª colonna, didascalia di fig. 10, riga 4:
da 1.000 a 10.000 hertz

da 100 a 10.000 hertz

pag. 961 - Iª colonna, riga 2:
elettronico

elettrico

pag. 1045 - IIª colonna, didascalia tabella bobine, riga 4:
tra L1 ed L2

tra L1 ed L2: il diametro del supporto è di 25 mm.

pag. 1072 - IIª colonna, didascalia tabella tensioni:
tensione di rete.

tensione di rete. NM = non misurare.

ULTERIORI CORREZIONI

pag. 78 - IIª colonna, riga 31:

$$\frac{(140)^2}{110} = 1{,}62 \text{ volte}$$

$$\frac{(140)^2}{(110)^2} = 1{,}62 \text{ volte}$$

pag. 258 - Iª colonna, riga 21:
sione ritarda rispetto alla corrente

sione anticipa rispetto alla corrente

pag. 301 - IIª colonna, riga 41:
(2,5 ampère per cm^2)

(2,5 ampère per mm^2)

pag. 341 - IIª colonna, riga 3:
La figura 8 illustra la sezione di un diodo, nonchè la rappresentazione schematica dei due tipi, ecc...

La figura 7 bis illustra la rappresentazione schematica dei due tipi, e la figura 8 illustra la sezione di un diodo.

pag. 351 - IIª colonna, riga 3:
nella figura 19, alla

nella figura 16, alla

pag. 362 - IIª colonna, riga 14:
la griglia a un potenziale

la griglia è ad un potenziale

pag. 366 - IIª colonna, riga 14:
figura 12-A si può

figura 13-A si può

pag. 396 - Iª colonna, righe 17 e 18:
variazioni repentine, ed i transistori

variazioni repentine e transitorie

pag. 398 - IIª colonna, riga 26:
V agisce da valvola

V_1 agisce da valvola

pag. 496 - Iª colonna, riga 22:
figura 11-B

figura 12

pag. 496 - IIª colonna, riga 23:
(figura 12)

(figura 13)

Per la rilegatura del «Corso di RADIOTECNICA» abbiamo preparato ora un nuovo tipo di copertina. Esso è previsto per la confezione a volume (con suddivisione, sempre, in 2 volumi) ad opera di un rilegatore.

Con il presente modello abbiamo voluto accontentare tutti coloro che ci hanno scritto dichiarandosi più propensi ad una rilegatura di tipo comune che non al sistema di raccoglitore già posto in vendita.

Il costo di una copertina è di lire 600 se ordinata singolarmente: il costo delle due copertine ordinate assieme (volume I° e volume II°) è di lire 1100.

In considerazione del rilevante numero di plichi che sono andati dispersi con le spedizioni del primo tipo di cartella, abbiamo previsto la spedizione con plico **« raccomandato »**: la spesa è compresa nelle cifre di cui sopra.

Infine, per agevolare ancor più i nostri lettori, le nuove copertine in questione saranno poste in vendita anche presso le edicole. In questo caso consigliamo la prenotazione presso il giornalaio, affinchè possa essere a lui inviato tempestivamente il quantitativo necessario. La busta contenente le due copertine costerà, anche presso l'edicola, lire 1100.

In caso di acquisto diretto, inviare l'importo a **« Corso di RADIOTECNICA » - Via dei Pellegrini 8/4 - MILANO** con vaglia o versamento sul conto corrente postale **N. 3/41.203.**

AVVISO a tutti i lettori

Come previsto nel nostro programma di pubblicazione, il fascicolo N. 52 conclude questa prima edizione del « Corso ».

In detto fascicolo trovano posto, tra l'altro, le pagine dell'« errata corrige ». Per non sacrificare ulteriormente, o addirittura dover omettere il [illegible] sulle applicazioni dell'elettronica [illegible] apposito fascicolo (N. 53) l'indice generale del testo, l'indice delle tabelle e l'indice analitico, [illegible] necessarie per contenere alla raccolta (specialmente in caso di rilegatura) tutte le caratteristiche di un libro.

Il citato N. 53 sarà posto in vendita regolarmente, una settimana dopo il N. 52 e **sarà inviato in omaggio a tutti coloro che sottoscriveranno l'abbonamento all'intero «Corso di TELEVISIONE»**. A tale scopo rendiamo note le condizioni di abbonamento a questo nuovo «Corso».

ABBONAMENTO ALL'INTERO « Corso di TELEVISIONE » . . . . **Lire 4.795** (I.G.E. compresa)
ABBONAMENTO a 18 fascicoli — 1/2 Corso — . . . . **Lire 2.550** (I.G.E. compresa)

I versamenti devono essere effettuati come segue:
« Corso di Televisione » — via dei Pellegrini 8/4 — Conto Corrente Postale 3/8232 — Milano.

Il presente « **Corso di RADIOTECNICA** » è formato da due volumi di eguale formato, numero di pagine e prezzo.